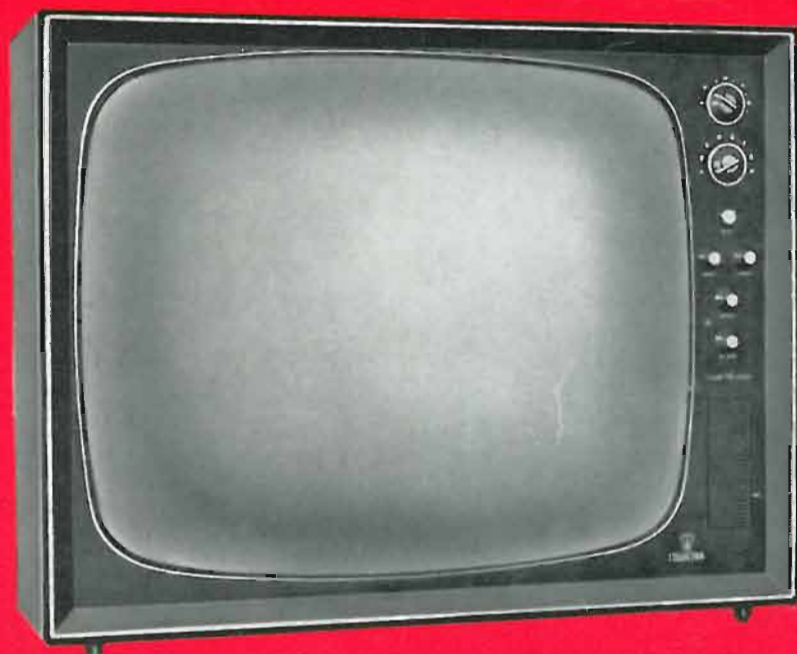
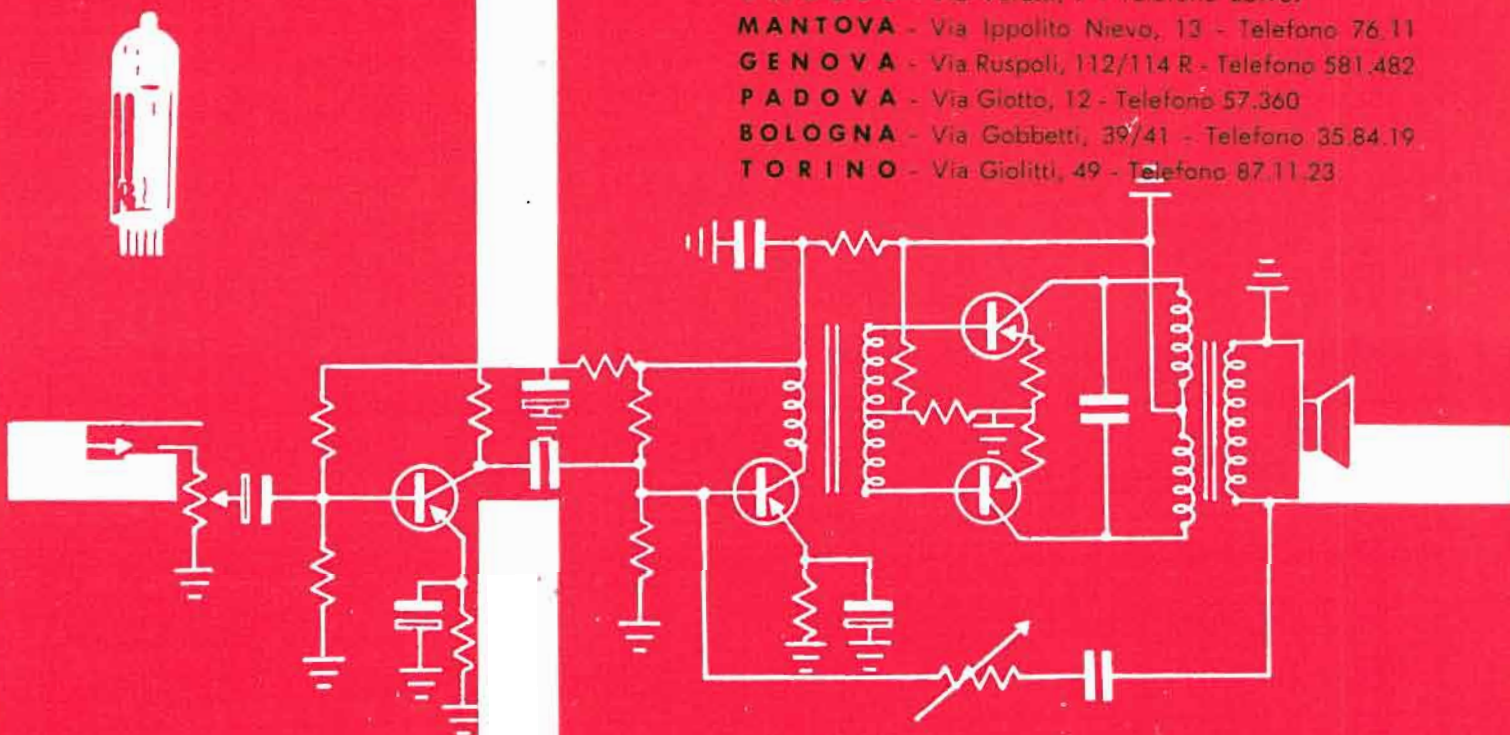
ANNO XXXVI - OTTOBRE 1964
l'antenna
RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

NUMERO
10
LIRE 350

MAGAZZ. DI VENDITA PARTI STACCATE RADIO TV
MILANO - VIA FRIULI 15 - Telef. 57.94 - Int. n. 20 e 21

FILIALI:

BRESCIA Via C. Pisacane, 21/23 - Telefono 57.454
Via Galileo Galilei, 83
VARESE - Via Veratti, 7 - Telefono 25.967
MANTOVA - Via Ippolito Nievo, 13 - Telefono 76.11
GENOVA - Via Ruspoli, 112/114 R - Telefono 581.482
PADOVA - Via Giotto, 12 - Telefono 57.360
BOLOGNA - Via Gobbetti, 39/41 - Telefono 35.84.19
TORINO - Via Giolitti, 49 - Telefono 87.11.23

PER COSTRUTTORI E RIPARATORI
PER AMATORI E RIVENDITORI
E PER TUTTI I TECNICI

melchioni

dispone di un vasto assortimento
di parti staccate,
valvole,
cinescopi,
strumenti di misura,
registratori,
amplificatori,
trasformatori,
minuterie, ecc.

richiedete
IL CATALOGO GENERALE ED I LISTINI

Antonio BELLINI

ANNO XXXVI 10
OTTOBRE 1964 RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

Proprietà EDITRICE IL ROSTRO S. A. S.

Gerente Alfonso Giovene

Direttore responsabile dott. ing. Leonardo Bramanti

SOMMARIO

Direzione, Redazione Amministrazione Uffici Pubblicitari **VIA MONTE GENEROSO, 6/A - MILANO - TEL. 32.15.42 - 32.27.93 C.C.P. 3/24227**

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato **L. 350**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 3.500**; estero **L. 7.000**. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50**, anche in francobolli.

l'antenna TV 10

dott. ing. Alessandro Banfi

Finalmente la radiostereofonia

Diciamo « finalmente », perchè dopo essere state ufficiosamente annunciate da oltre un anno, le trasmissioni radiostereofoniche in MF, hanno avuto inizio ufficiale solo il 4 ottobre ultimo, presentate alla TV dai due Dirigenti responsabili di questo nuovo servizio della RAI, Ing. Castelnuovo e M° Razzi.
E sebbene molti tecnici ed estimatori musicali non siano completamente d'accordo sul valore artistico e qualitativo dell'ascolto delle riproduzioni stereofoniche, occorre purtuttavia riconoscere che le radiotrasmissioni stereofoniche costituiscono oggi un notevole perfezionamento delle comuni trasmissioni monofoniche.
Ad una condizione però: che vengano rispettate tutte le premesse ed esigenze tecniche imposte dal sistema di trasmissione oggi adottato.
E mentre ci riserviamo di trattare e discutere in un prossimo articolo tecnico tutti i requisiti del sistema americano FCC a frequenza pilota, secondo il quale vengono effettuate le attuali trasmissioni radiostereofoniche RAI in MF, desideriamo sin d'ora porre in evidenza alcune circostanze fondamentali, indispensabili per ottenere dei migliori risultati d'ascolto, premessa inderogabile per il successo pratico di tali trasmissioni.
Occorre anzitutto richiamare uno dei concetti fondamentali che ispirano la tecnica di ricezione delle emissioni radiofoniche in MF: una efficiente « tosatura » o « limitazione » della portante modulata in frequenza allo scopo di sopprimere ogni disturbo parassitario che moduli in ampiezza tale portante.
L'efficienza di tale intervento elettronico è subordinata alla esistenza di un forte radio-segnale in entrata al ricevitore, poichè un segnale debole o comunque di ampiezza insufficiente non sarebbe completamente liberato dai disturbi e fruscii modulanti in ampiezza.
E se tale circostanza può compromettere la qualità delle normali ricezioni MF monofoniche, essa si aggrava nel caso delle ricezioni stereo, che coinvolgono il delicato funzionamento del dispositivo decodificatore a frequenza pilota, ove la portante reinserita può venirsi a trovare sfasata o di inadeguata ampiezza, nei rispetti delle bande laterali che portano l'informazione del canale stereofonico differenza.
Per rispettare l'esigenza di un forte segnale in entrata, due sono i mezzi possibili:
1) Un trasmettitore potente, con buon guadagno ERP in antenna;
2) Un impianto d'antenna ricevente ben studiato e realizzato tecnicamente.
Circa il primo punto, non vi sono praticamente possibilità d'intervento da parte del radioutente.
Possiamo solo osservare che gli attuali quattro trasmettitori MF-Stereo che la RAI ha messo recentemente in funzione sono di potenza piuttosto ridotta, nei confronti dei molti altri trasmettitori MF normali.
Ciò riduce molto il raggio di servizio utile effettivo *di un buon ascolto stereofonico completo con riduzione conseguente del numero di possibili utenti soddisfatti.*
Circa il secondo punto, occorre tener presente la pratica inefficienza nella maggior parte dei casi, delle antenne interne od incorporate nello stesso ricevitore, come generalmente si verifica nelle comuni ricezioni in MF.
Per una ricezione stereofonica di elevata qualità e quindi di reale godimento musicale, è praticamente indispensabile una buona antenna, alta sul tetto dell'edificio, provvista di una altrettanto buona discesa in cavo coassiale, correttamente terminata alle due estremità. Non si dimentichi che l'accennato requisito della fase è molto simile a quello relativo ad un ricevitore TV.

(il testo segue a pag. 443)

Uso di transistori di potenza Mistral per amplificazione e per commutazione

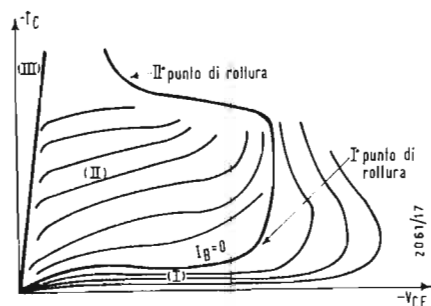



Fig. 1. - Regioni essenziali della famiglia di curve I_C, V_{CE}.

Fig. 2. - La resistenza R_{BE} interdice il transistore.

Fig. 3. - Il transistore può essere interdetto mediante polarizzazione adeguata.

La Mistral (gruppo C.S.F.) possiede una gamma completa di transistori di potenza al germanio 3 A e 6 A, cioè:
— per l'amplificazione: i tipi
SF. T 211 (80 V-6 A)
SF. T 213 (40 V-3 A)
— per la commutazione: i tipi
SF. T 240 (70 V-6 A)
SF. T 239 (50 V-6 A)
SF. T 250 (70 V-3 A)
SF. T 214 (50 V-3 A).

Ci proponiamo in questo articolo di mettere in evidenza le regole di sicurezza da osservare per questi transistori relativamente alla tensione e alla corrente, riservandoci di trattare in altre pubblicazioni le questioni termiche.

La prima parte è perciò dedicata alle caratteristiche tensione-corrente e alla zona di funzionamento specificata dalla Mistral nel piano (I, V) al fine di ottenere la completa sicurezza di impiego.

Nella seconda parte consideriamo l'amplificazione ed esaminiamo come la « retta di carico » debba essere tracciata nella « zona di funzionamento ».

1. - GENERALITÀ RIGUARDANTI LE FAMIGLIE DI CARATTERISTICHE TENSIONE-CORRENTE

1.1 - Caratteristica (I_C, V_{CE}) di un transistore di potenza

La famiglia delle caratteristiche
$I_C = f(V_{CE}, I_B)$
di un transistore di potenza è rappresentata in fig. 1. Può essere divisa in tre regioni essenziali:
— la regione I o zona di interdizione
— la regione II o zona di caratteristiche lineari
— la regione III o zona di saturazione.

Si noti che le zone I e II sono separate dalla caratteristica: $I_C = f(V_{CE})$ per $I_B = 0$.

Di questa caratteristica sono importantissimi i due punti indicati in fig. 1. Sono il primo ed il secondo punto di rottura. Si possono definire nel modo seguente:
punti della caratteristica dove la resistenza dinamica varia molto bruscamente e tende ad annullarsi.

Si determina pure per questa caratteristica la tensione detta di rottura: $V_{(BR)CEO}$ per $I_B = 0$ e per una data I_C

Si noti che, poichè I_C è assegnata, a qualsiasi valore possibile di I_C, quindi ad ogni punto della curva che si considera, corrisponde un valore $V_{(BR)CEO}$ della tensione di rottura.

1.2. - Zona di interdizione

Un transistore è interdetto quando la sua corrente di base è nulla o inversa della corrente di base normale, cioè quando questa corrente, per un PNP, va dalla base verso l'emettitore all'interno del transistore. Allora la corrente di collettore diviene piccolissima, fin tanto che la tensione collettore-emettitore non supera un certo valore.

Una famiglia normale di caratteristiche (I_C, V_{CE}) si traccia generalmente per valori costanti della corrente di base I_B. Quando questa corrente è invertita, è difficilissimo controllarla. Inoltre, le curve a I_B = costante in questa zona non corrispondono ad una realtà funzionale.

Di fatto, per bloccare un transistore, basta porre una resistenza fra base ed emettitore senza alcun generatore di tensione (fig. 2), o polarizzare positivamente la base rispetto all'emettitore (transistore PNP, fig. 3).

Si ottiene allora la famiglia della fig. 4, che rappresenta un ingrandimento della zona di interdizione.

Quando si diminuisce R_{BE} o si aumenta V_{BE}, la corrente inversa di base aumenta. Allora la caratteristica $I_C = f(V_{CE})$ si modifica come mostra la fig. 4.

Per correnti inverse di base basse, la corrente di collettore resta quasi costante quando V_{CE} aumenta, poi cresce sempre più rapidamente con V_{CE}. La resistenza dinamica interna del transistore tende allora ad annullarsi.

Le curve caratteristiche corrispondenti a valori di I_B più alti (R_{BE} più bassa o V_{BE} più alta) presentano una regione piana sempre più accentuata, con correnti di collettore sempre più basse, ma allora compare un nuovo fenomeno: l'inversione. La resistenza dinamica interna non solo si annulla, ma diviene negativa prima di tendere nuovamente a zero per forti correnti di collettore.

Che vi sia o no inversione, tutte queste curve presentano due parti ben distinte:
— una zona piana quasi orizzontale,

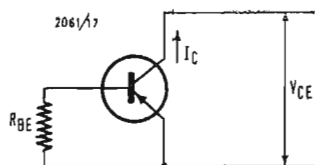
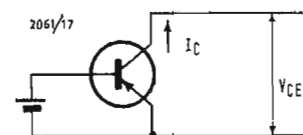



Fig. 5. - Caratteristiche del transistore SF-T240.

quindi a corrente costante e piccola.
— una salita molto rapida: la resistenza dinamica del transistore è bassissima e può anche annullarsi. Tutte le curve hanno qui un assintoto comune. la caratteristica $I_C = f(V_{CE})$ per $I_B = 0$.

Bisogna evitare di lavorare in questa seconda regione, poichè ivi è difficile controllare la corrente di collettore. Inoltre, il transistore può venir distrutto per rottura. Ad ogni modo, anche se il transistore non viene distrutto, la sua vita può venire abbreviata.

Come precedentemente si definisce per ciascuna di queste caratteristiche una tensione di rottura (corrispondente ad una corrente di collettore stabilita), che si chiama:

$$V_{(BR)CER} \text{ a } \begin{cases} I_C \text{ data} \\ R_{BE} = \text{cost.} \end{cases}$$

per le caratteristiche a R_{BE} specificata

$$V_{(BR)CES} \text{ a } \begin{cases} I_C \text{ data} \\ R_{BE} = 0 \\ (\text{o } V_{BE} = 0) \end{cases}$$

per le caratteristiche a $V_{BE} = 0$ (o $R_{BE} = 0$)

$$V_{(BR)CEX} \text{ a } \begin{cases} I_C \text{ data} \\ V_{BE} = \text{cost} \end{cases}$$

per le caratteristiche a V_{BE} specificata.

Questa prima regione o zona di interdizione è strettissima nella sua prima parte, quella ove la caratteristiche restano orizzontali. Così per un transistore MISTRAL SF. T240 (corrente di collettore max $I_C$max = 6 A), quando V_{CE} = 70 V e $I_B = 0$: $-I_C < 0{,}2$ A.

1.3. - Zona di caratteristiche lineari

Questa zona è quella del funzionamento classico del transistore amplificatore (fig. 1). È delimitata dalla caratteristica $I_C = f(V_{CE})$ per $I_B = 0$ da una parte, e dalla zona di saturazione dall'altra parte.

1.4. - Zona di saturazione

La fig. 5 rappresenta la famiglia di caratteristiche nel piano I_C, V_{CE} di un transistore SF. T 240. Si è tracciato sulla famiglia una retta di carico corrispondente alla resistenza di 5 ohm. La fig. 6 rappresenta un ingrandimento per bassissime tensioni del diagramma precedente. La retta di carico questa volta è quasi orizzontale, poichè ad una caduta di tensione di 1 V corrisponde una corrente di 0,2 A.
La zona di saturazione è quella dove tutte le curve caratteristiche si avvicinano. Allora, come mostra la fig. 6, la corrente di collettore non dipende più che dalla retta di carico. Così, sulla nostra figura, quando la corrente di base passa da 150 a 600 mA, la corrente di collettore praticamente non varia. Questa zona di saturazione è estremamente stretta, poichè in fig. 5 essa non occupa più posto dello spessore di una linea.

1.5. - Zona limite di funzionamento

Se riprendiamo la famiglia di caratteristiche che avevamo tracciato in fig. 1, vediamo ora che il punto di lavoro dovrà restare all'interno di una certa zona limite di funzionamento. Questa zona *OABC* è situata a sinistra della caratteristica $I_C = f(V_{CE})$ per $I_B = 0$. Fintanto che il transistore lavora in

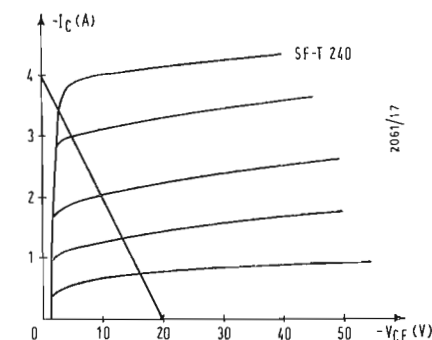
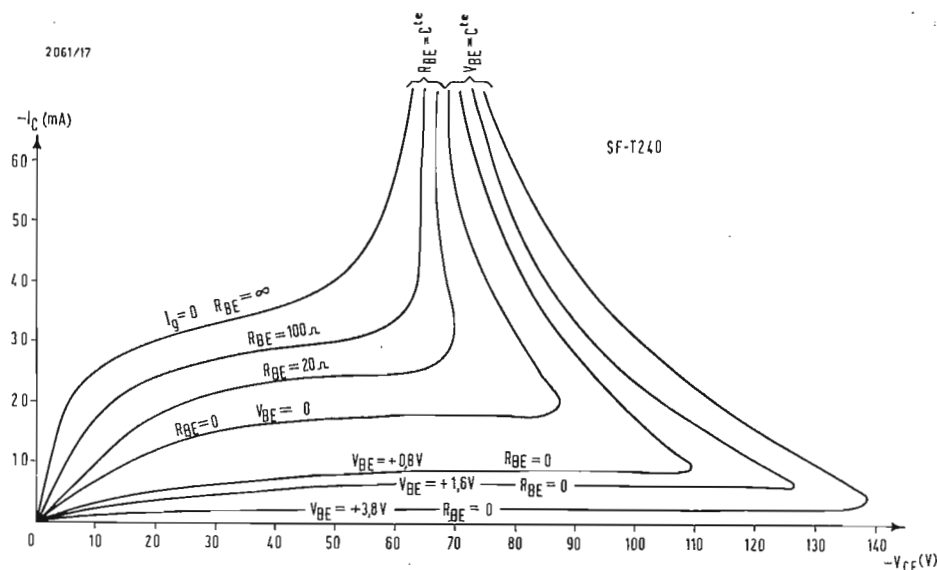



Fig. 4. - All'aumentare della corrente inversa di base la famiglia di curve si modifica.

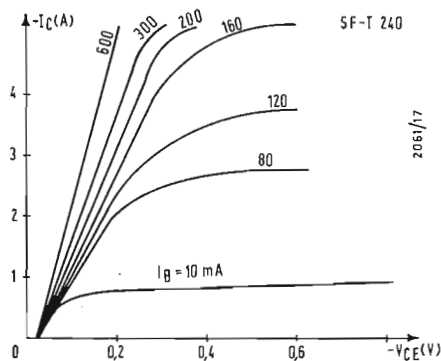



Fig. 6. - Le stesse caratteristiche di fig. 5, ma per deboli tensioni.

Fig. 7. - Zona limite di funzionamento.

questa regione, non può venir distrutto per effetto valanga.

D'altra parte, se il punto il lavoro viene a trovarsi nella regione ove le caratteristiche presentano un'impedenza praticamente nulla o addirittura negativa, il transistore può essere distrutto da un aumento molto brusco della corrente di collettore.

2. - IMPIEGO DEI TRANSISTORI DI POTENZA IN AMPLIFICAZIONE

Le fig. 8 e 9 rappresentano le caratteristiche statiche di un transistore SF. T 211 usato come amplificatore di potenza in classe *A* e *B*. In questi due casi:

— il punto di lavoro dovrà restare all'interno della zona che abbiamo testè definita;

— la potenza dissipata dal transistore dovrà essere inferiore alla potenza massima dissipabile.

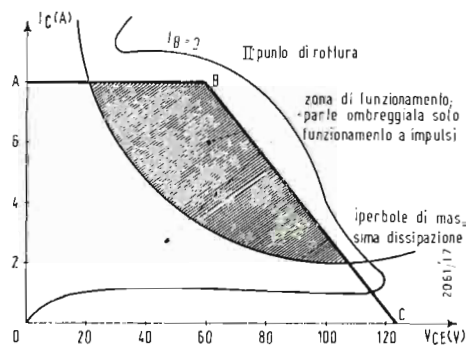
2.1. - Ciclo di funzionamento

Si può supporre in prima approssimazione che l'impedenza di carico di un amplificatore di potenza sia puramente resistiva e che il ciclo di funzionamento non differisca troppo dalla retta di carico definita dal valore R_L di questa resistenza.

In classe *A* (fig. 8) il punto di funzionamento descrive praticamente la retta *AB*. In classe *B* esso descrive la linea spezzata *ABC*. In questi due casi, affinchè noi restiamo sempre all'interno della zona limite di funzionamento, basterà che la tensione di alimentazione V_{CC} sia inferiore alla tensione corrispondente al primo punto di rottura. Ciò significa che allora deve essere:

$V_{CC} < V_{(BR)CER}$.

Questo punto è stato definito con:

$$\begin{cases} I_C = 10 \text{ mA} \\ R_{BE} = 220 \ \Omega. \end{cases}$$

Bisogna anche che la corrente massima di collettore resti inferiore al valore per il quale si presenta il secondo punto di rottura definito al paragrafo 2. Per i transistori Mistral la corrente massima si definisce come quella per cui il guadagno resta superiore a un valore limite scelto in precedenza; il secondo punto di rottura si ha sempre ad un valore di corrente molto superiore.

2.2. - Dissipazione

Affinchè un transistore possa dissipare il massimo di potenza bisogna che la resistenza termica « giunzione-ambiente » sia la più piccola possibile. La resistenza termica « giunzione-contenitore » dei transistori di potenza SF. T 211 ed SF. T 213 è piccolissima: 1,5°C/W. In questo caso è praticamente la resistenza termica del radiatore che determina la potenza massima che il transistore può dissipare (1).

2.3. - Transistori di potenza MISTRAL per amplificazione: SFT-211 e SFT-213.

Il primo di questi transistori è di uso professionale; esso permette la costruzione di amplificatori di potenza in classe *B* da 35 W.

Il secondo, destinato ad impieghi civili, può essere utilizzato in classe *A* fino a 4 W di uscita, in classe *B* fino a 10 W. Per questi due transistori si è definita una corrente di collettore massima (punto *A* delle fig. 4 e 5) ed una tensione $V_{(BR)CER}$ massima per $I_C = 10$ mA

(1) La Cosem propone tre tipi di radiatori per i transistori 3 e 6 A:
radiatore n. 3 R_{th} (giunzione-ambiente) $< 6°$ C/W
radiatore n. 4 R_{th} (giunzione-ambiente) $< 4°$ C/W
radiatore n. 5 R_{th} (giunzione-ambiente) $< 3°$ C/W.

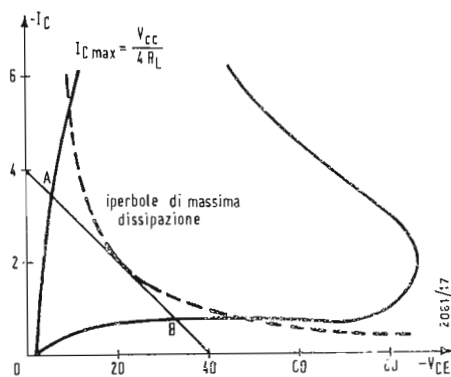



Fig. 8. - SF-T211 in classe A.

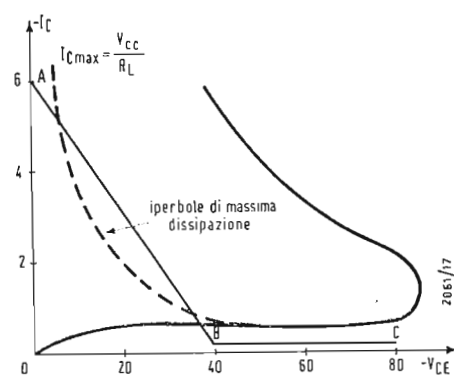



Fig. 9. - SF-T211 in classe B.

Tabella I

			SFT211 (ADY 28)		SFT213 (AD 153)	
			y	x	y	x
Tensione di ginocchio collettore emettitore	$I_C = 10$ mA; $R_{BE} = 220\ \Omega$	$V_{(EB)CEK}$	— 80 V	— 80 V	— 40 V	— 40 V
Corrente massima di collettore		I_C	— 6 A	— 6 A	— 3 A	— 3 A
Valore statico del rapporto di trasferimento diretto di corrente:	$I_C = 2$ A; $V_{CE} = -2$ V	h_{21E}	da 30 a 70	da 50 a 100	da 30 a 70	da 50 a 100

Fig. 10. - Caratteristiche di funzionamento in commutazione.

ed $R_{BE} = 220\ \Omega$ (punti B e C nelle fig. 8 e 9):

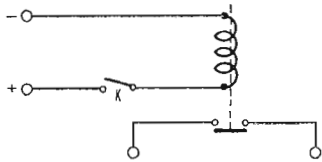
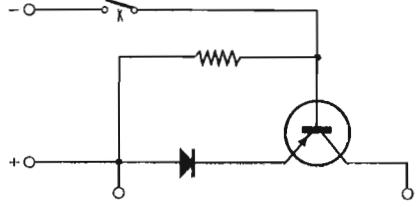
I transistori destinati ad essere utilizzati in controfase sono appaiati e designati col nome 2 SF. T 213 o 2 SF. T 211.

3. - USO DEI TRANSISTORI DI POTENZA IN COMMUTAZIONE

3.1. - Generalità

Il funzionamento in commutazione di un transistore è equivalente a quello di un dispositivo a contatti meccanici, la corrispondenza dei due stati essendo la seguente:

Transistore	*Relais*
Transistore saturato	Contatto chiuso.
Transistore interdetto	Contatto aperto

Il transistore di potenza al germanio può così sostituire i relé, contattori e commutatori nella maggior parte dei circuiti a bassa tensione, in cui questi vengono usati, con un potere di interruzione che può raggiungere i 70 V-6 A (SF. T240 MISTRAL).

Il transistore di potenza ha daltronde tempi di commutazione molto più brevi, il che gli permette di esercitare alcune funzioni nuove. Un confronto dei due dispositivi è dato nella tabella II.

Come per i transistori destinati all'amplificazione di potenza, ci proponiamo di ricordare sommariamente le condizioni di funzionamento in commutazione per dedurne le regole essenziali relative alle limitazioni in:
— tensione e corrente (zone di funzionamento)
— temperatura.

3.2. - Spostamento del punto di lavoro in funzionamento

Nel funzionamento in commutazione, il punto di lavoro si trova per la gran parte del tempo, sia in A nella zona di interdizione (zona a piccola corrente di collettore), sia in C nella zona di saturazione (zona a bassa tensione di collettore). (fig. 10). Queste due posizioni preferenziali A e C corrispondono ad una piccolissima dissipazione nel transistore. Il passaggio dall'una all'altra si compie rapidissimamente attraverso la zona di oscillazione (secondo il tragitto ABC e CDA), seguendo un processo che analizzeremo più avanti.

Fig. 11. - Interdizione.

Fig. 12. - Saturazione

3.3. - Interdizione

Al punto A si ha un funzionamento detto in regime di interdizione, equi-

Tabella II Confronto fra il relè ed il transistore di potenza

Relè	Transistore di potenza
Uso in c.c. o in c.a.	Uso in c.c. In c.a. è necessario usare due dispositivi in parallelo.
Potenza di comando: dell'ordine del W	Potenza di comando: dell'ordine del W
Potere di rottura: 48 Vc.c. — 15 A.	Potere di rottura: Transistori SF. T240 70 Vc.c. — 6A Transistori SF. T239 50 Vc.c. — 6A Transistori SF. T250 70 Vc.c. — 3A Transistori SF. T214 50 Vc.c. — 3A
Tempi di chiusura e di apertura: dell'ordine di 25 msec, con rimbalzo.	Tempi di stabilizzazione e di interruzione della corrente: inferiore a 15 μsec in circuito non induttivo;
Frequenza di funzionamento massima: qualche decina di Hz.	Frequenza di funzionamento massima: qualche migliaio di Hz.
Numero delle manovre garantite: 1 milione.	Durata della vita: praticamente illimitata.
Ingombro: superiore a 20 cm³.	Ingombro: inferiore a 5 cm³.

valente a un contatto aperto. Il transistore è sia a « base isolata », sia più generalmente « bloccato » da una tensione applicata alla base, positiva rispetto all'emettitore per un PNP e inversamente per un NPN (generatore V_{BB} da 1 a 5 V; v. fig. 11).
Si richiede in questo regime una corrente di collettore più bassa possibile alla temperatura massima di utilizzazione, cioè la zona di interdizione deve essere la più stretta possibile. Sia I_{CEX} la corrente di collettore corrispondente alle condizioni di interdizione; si ha allora, essendo R_C la resistenza di carico:
$V_{CE} = V_{CC} - R_C I_{CEX} \cong V_{CC}$.
sia P_{int} la potenza dissipata dal transistore durante il periodo di interdizione:
$P_{int} \cong V_{CC}\, I_{CEX}$.
Così per un transistore SF. T 240:

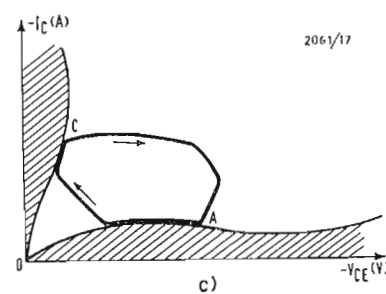
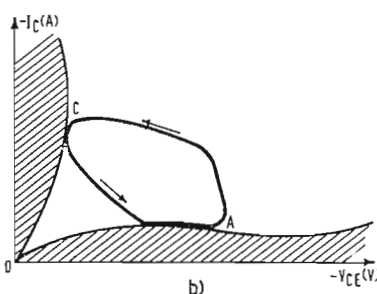
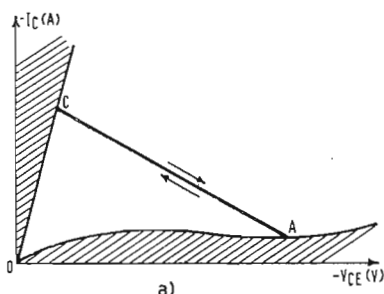
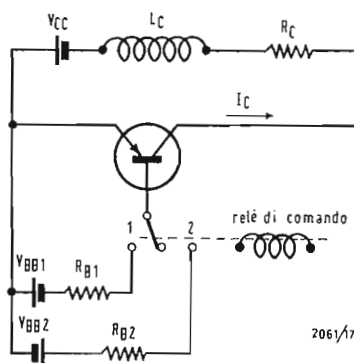



Fig. 13. - Andamento di tre possibili percorsi.

Fig. 14. - Circuito di commutazione.

Fig. 15. - Zona limite di funzionamento.

$V_{CC} = 60$ V; $I_{CEX} \cong 500$ μA;
$P_{int} \cong 30$ mW.

3.4. - Saturazione

Al punto C si ha un funzionamento detto in regime di saturazione equivalente ad un contatto chiuso (v. fig. 12).

Si ha allora:

$V_{CC} = V_{CE\,sat} + R_C\, I_C \max$, con

$V_{CE\,sat} \cong 0{,}4$ V,

da cui

$$I_C \max \cong \frac{V_{CC}}{R_C}.$$

In altri termini, I_C max è limitata dalla resistenza di carico R_C.
Durante il funzionamento al punto C, la potenza massima dissipata è:

$P_{diss} = V_{CE\,sat} \times I_C$ max.

Esempio Transistori SF. T 240;

$V_{CE\,sat} = 0{,}3$ V; I_C max $= 6$ A.

$P_{diss} = 1{,}8$ W.

Per portare il transistore al limite di saturazione basta una corrente di base uguale a: $I_C \max/h_{21E}$,
h_{21E} essendo il valore statico del rapporto di trasferimento diretto della corrente (guadagno statico) misurato al valore I_C max della corrente di collettore.
Infatti, per essere sicuri di portare esattamente il transistore al punto C con un buon margine di sicurezza, si impone una corrente di base più alta,

$$\text{per es. } I_{B1} \geqq 1{,}5 \cdot \frac{I_C \max}{h_{21E}}.$$

Si è allora sicuri che la tensione di collettore non supererà la tensione di saturazione, e quindi che la potenza P_{diss}, definita sopra, non supererà il valore calcolato.
Il rapporto $I_C \max/I_{B1} = h_{21E}$ forzato, è detto guadagno forzato, perchè le due correnti I_C max e I_{B1} sono imposte dai circuiti esterni.

In generale, per soddisfare ai problemi energetici di rendimento nei circuiti, si ha: $10 \leqq h_{21E}$ forzato $\leqq 15$.

Si è visto precedentemente che è necessario avere:

$h_{21E} \geqq 1{,}5\, I_C \max/I_{B1}$, ossia $h_{21E} \geqq 1{,}5$ h_{21E} forzato, da cui approssimativamente: $h_{21E} \geqq 20$.

3.5. - Commutazione

Il passaggio dal punto A al punto C e dal punto C al punto A, si fa seguendo percorsi diversi secondo che l'impedenza di carico è resistiva, capacitiva o induttiva.

La fig. 13 rappresenta l'andamento dei tre percorsi possibili.

Qui sarà esaminato il funzionamento con carico induttivo, corrispondente al caso più sfavorevole per il transistore.

Supponiamo dunque di avere il circuito di commutazione rappresentato in fig. 14: quando il contatto mobile del relais di comando è in posizione 1, il transistore è saturato, la corrente di collettore è limitata

$$\text{a } I_C = \frac{V_{CC}}{R_C}.$$

Poi, quando il contatto mobile passa in posizione 2, il transistore va all'interdizione; l'induttanza del circuito si oppone allora a qualsiasi variazione della corrente di collettore e, secondo la legge di Lenz, sviluppa ai suoi capi una tensione dello stesso senso della tensione V_{CC} di alimentazione e di ampiezza variabile a seconda della velocità di diminuzione della corrente.

$$E = -K \cdot \frac{d\varnothing}{d\,t} = -L \cdot \frac{d\,I}{d\,t}$$

Durante una parte del tempo di commutazione, il transistore funziona con una corrente forte ed una V_{CE} crescente, da cui una potenza istantanea alta, dissipata nel transistore. Questa potenza è data in ogni istante da:

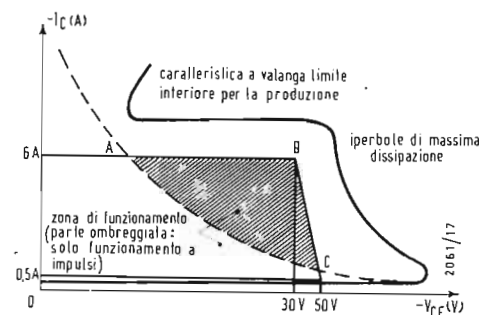
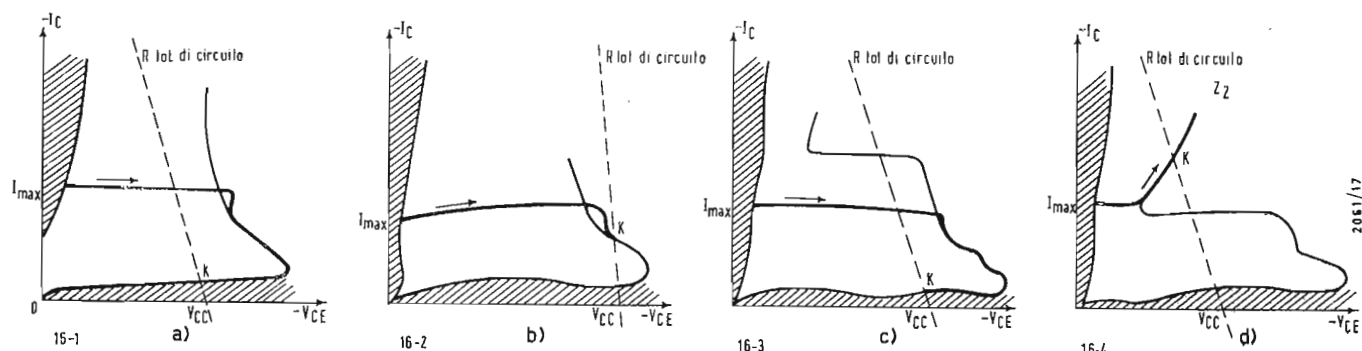



Fig. 16. - Zona limite di funzionamento.

Tabella III - Transistori di potenza MISTRAL per commutazione

			SF.T240	SF.T239	SF.T250	SF.T214
Tensione di rottura collettore-emettitore	$I_C = -0{,}5$ A	$V_{(BR)CEO}$	70 V	50 V	70 V	50 V
	$I_C = -3$ A o $I_C = -6$ A		60 V	35 V	60 V	35 V
Corrente max. di collettore		I_C	6 A	6 A	3 A	3 A

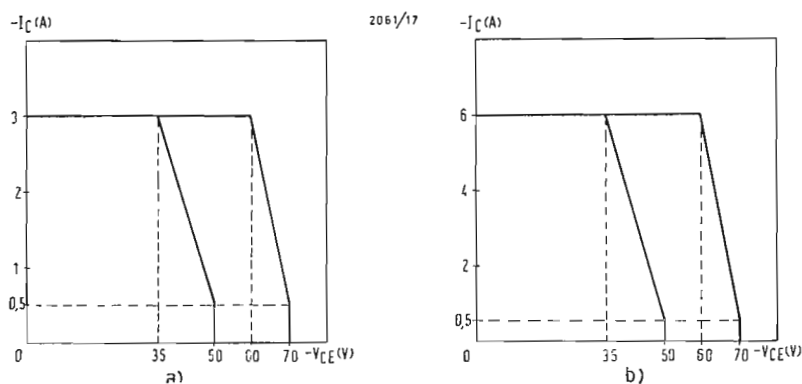



Fig. 17. - *a)* Caratteristiche dei transistori SF - T214 e SF-T250. *b)* Caratteristiche dei transistori SF-T239 e SF-T240.

$P_{comm} = V_{CE}(t) \times I_C(t)$, che si può determinare graficamente rilevando coll'oscilloscopio le caratteristiche $I_C(t)$ e $V_{CE}(t)$ durante la commutazione.

L'energia massima dissipata nel transistore può essere determinata mediante integrazione grafica:

$$W = \int_{t_1}^{t_2} I_C \, V_{CE} \, dt.$$

3.6. - Zona limite di funzionamento

Quando un transistore inizialmente saturato passa allo stato di interdizione, l'andamento della caratteristica a valanga dà luogo a varie possibilità per il cammino seguito dal punto di lavoro ed il posto ove si stabilizzerà, dipendenti da:

— il valore della resistenza dinamica negativa nella zona compresa tra i due punti di rottura e la tensione corrispondente al primo punto di rottura.

— il valore della corrente per la quale appare il secondo punto di rottura.

I quattro schemi di fig. 16 illustrano queste possibilità. Il punto K rappresenta la posizione dove si stabilisce il punto di lavoro al momento dell'interdizione. I casi della fig. 16-2 e 16-4 corrispondono a due casi di funzionamento distruttivo: la potenza dissipata nel transistore al punto K è molto grande ed è concentrata in una porzione ridottissima della superficie delle giunzioni. Per evitare questi casi di funzionamento distruttivo in ogni momento la caratteristica di funzionamento deve essere compresa all'interno della « zona di funzionamento limite ».

Non è più possibile fare un'ipotesi semplificatrice sull'andamento del ciclo di lavoro. Bisognerà allora definire la zona di funzionamento limite coi due punti B e C delle figure 7 o 15.

4. - CONCLUSIONI

La nuova definizione delle zone di funzionamento per i transistori 3 A e 6 A MISTRAL comporta un'accresciuta sicurezza di impiego da parte dell'utilizzatore.

Tuttavia bisogna assicurarsi che il ciclo di lavoro resti ben all'interno di queste zone, specialmente nei casi di carichi induttivi. È su quest'ultimo punto che abbiamo voluto attirare l'attenzione del lettore. *(a. n.)*

Un nuovo gruppo di studio per la misura delle grandezze elettriche alle alte frequenze istituito nell'ambito del B.I.P.M.

Alla fine dello scorso anno 1963, in occasione della 52. Sessione del comitato internazionale dei pesi e misure, venne decisa l'istituzione di un nuovo Gruppo di studio per le misure alle alte frequenze fino alle microonde. Si stabilì, inoltre, che detto Gruppo fosse affiancato al Comitato consultivo per l'elettricità.

Allo scopo di delineare le proprie attribuzioni e funzioni, specie in relazione con le possibilità del « Bureau International », il Gruppo di lavoro ha tenuto la prima riunione a Sèvres, nella sala grande del Padiglione di Bretcuil, nei giorni 21 e 22 dello scorso mese di aprile 1964.

Sotto la Presidenza di G. D. Bourdoun (URSS), con A. V. Astin (USA) in funzione di Segretario, le sedute hanno visto convenuti i Delegati dei principali Istituti metrologici mondiali. Ha presenziato permanentemente J. Terrien, Direttore del B.I.P.M.

Le considerazioni svolte e le decisioni raggiunte sono contenute nel testo che segue, concordato alla fine della riunione, poi formalmente rielaborato a cura della Direzione del B.I.P.M. e approvato dal Presidente Bourdoun.

1. Considerando l'importanza delle misure radioelettriche nella scienza e nella tecnica odierne, nonchè la necessità di una unificazione internazionale in questo campo, il Gruppo di studio, tenendo conto della raccomandazione formulata dall'URSI in occasione della sua 14ª Assemblea (Tokyo, settembre 1963), raccomanda al Comitato internazionale dei pesi e delle misure di prevedere l'organizzazione di confronti internazionali dei campioni elettrici a radiofrequenza a cura del B.I.P.M. Il Gruppo di studio è d'opinione che questi confronti permetteranno d'ottenere ad un tempo la desiderata unificazione internazionale, l'aumento di livello dei lavori metrologici e un considerevole aumento di precisione nel confronto e nella calibrazione degli apparecchi di misura

2. Il Gruppo di studio giudica conveniente che i primi confronti internazionali dei campioni elettrici nel campo delle radiofrequenze vengano organizzati sotto forma di confronti circolari, facendo viaggiare da un laboratorio all'altro i campioni e gli apparecchi da confrontare.

Il Gruppo di studio raccomanda di affidare al Bureau international des poids et mesures la direzione di questi confronti, consistente nell'organizzazione, nella redazione delle conclusioni e nella pubblicazione dei risultati.

3. Il Gruppo di studio ha tenuto conto dei programmi particolareggiati proposti da numerosi Laboratori nazionali e contenenti gli elenchi dei campioni da confrontare e delle misure da eseguire. Giudica tuttavia che nel periodo iniziale, in cui si presenteranno indubbiamente alcune difficoltà, si dovranno iniziare soltanto pochi confronti fra quelli che presentano il maggior interesse pratico e precisamente, nell'ordine:

a) Misura delle piccole potenze alla frequenza di 3 GHz in cavo coassiale e di 10 GHz in guida d'onda.

b) Misura dei parametri dielettrici alla frequenza di 10 GHz (*).

Se il Comitato internazionale dei pesi e delle misure decide di affidare al « Bureau international des poids et mesures » l'organizzazione di questi confronti, i valori delle grandezze da misurare, i metodi e le condizioni di misura dovranno essere precisati appena resi noti i nomi dei Laboratori partecipanti.

4. Per l'esame di tutti i problemi connessi con tali confronti nel campo delle radiofrequenze, il Gruppo di studio raccomanda di creare, nell'ambito del Comitato consultivo per l'elettricità, un Gruppo di lavoro il quale comprenda i rappresentanti dei laboratori che prendono parte ai confronti. Questo Gruppo di lavoro potrà invitare gli organismi internazionali interessati a designare propri osservatori.

Il Gruppo di lavoro dovrà preparare il programma tecnico particolareggiato dei confronti circolari. Esso dovrà pure prevedere la creazione di quelle condizioni che permetteranno al Bureau international des poids et mesures di acquistare la competenza necessaria per estendere la sua azione al campo delle radiofrequenze.

Il Gruppo di studio riconosce l'importanza del lavoro già svolto dall'URSI e raccomanda vivamente che tale organismo prosegua i lavori in corso fino al loro completamento.

Il Gruppo di studio è d'opinione che il « Bureau international des poids et mesures » debba restare in collegamento con l'URSI per organizzare i lavori futuri nel campo delle radiofrequenze. (*C. E.*)

(*) Due delegati sono dell'opinione che i parametri dielettrici non debbano figurare nell'elenco delle grandezze che il B.I.P.M. dovrà prendere in considerazione, poichè essi non sono abbastanza fondamentali.

Il satellite « Explorer XVIII » rivela una regione di radiazioni oltre le fasce Van Allen

Il satellite americano « Explorer XVIII » ha scoperto una immensa regione di radiazioni oltre le fasce Van Allen.

Le radiazioni sono, peraltro, troppo diluite perchè possano rappresentare per i futuri astronauti una minaccia altrettanto consistente di quella già individuata nelle fasce di radiazioni Van Allen.

Per la prima volta, il satellite artificiale ha confermato che la Terra è avvolta come un aereo supersonico da un'onda d'urto generata dalle particelle dei « venti » solari che collidono con i contorni del campo magnetico terrestre.

Le scoperte forniscono un ulteriore quadro del meccanismo in base al quale le vaste energie del Sole sono trasportate verso la Terra. Il satellite artificiale americano del tipo « IMP » (dalle iniziali di « Interplanetary Monitoring Platform », piattaforma interplanetaria di sorveglianza) è stato lanciato il 26 novembre 1963 con otto strumenti a bordo lungo un'orbita che da circa 1754 chilometri dal perigeo si spinge in corrispondenza dell'apogeo, 194.134 chilometri. Un'orbita completa viene percorsa in 93 ore, 8 minuti e 40 secondi. Dato che l'orbita è straordinariamente eccentrica, il satellite fornisce agli scienziati americani la possibilità di sondare in tutta la loro interezza le fasce Van Allen di radiazioni nonchè le radiazioni esistenti nello spazio interplanetario.

I precedenti satelliti artificiali lanciati dagli Stati Uniti avevano già rilevato che la regione oltre la magnetosfera era piena di « venti » solari, ossia di particelle ultraveloci emesse dal Sole. L' « Explorer XVIII » ha scoperto dal canto suo che l'interazione tra i venti solari e il limite esterno del campo magnetico terrestre crea una zona di radiazioni di 80.000 chilometri al disopra del lato della Terra illuminato dal Sole. Nelle collisioni si determinano anche onde d'urto molto simili a quella che si produce quando in una galleria aerodinamica si investe un oggetto ottuso con una corrente d'aria ad alta velocità.

I venti solari che giungono sulla « corteccia » della magnetosfera, sono curvati secondo le linee di minor resistenza, trasportando una parte della fascia di radiazioni sul lato della Terra in ombra sino ad una distanza che è dell'ordine di 400.000 chilometri.

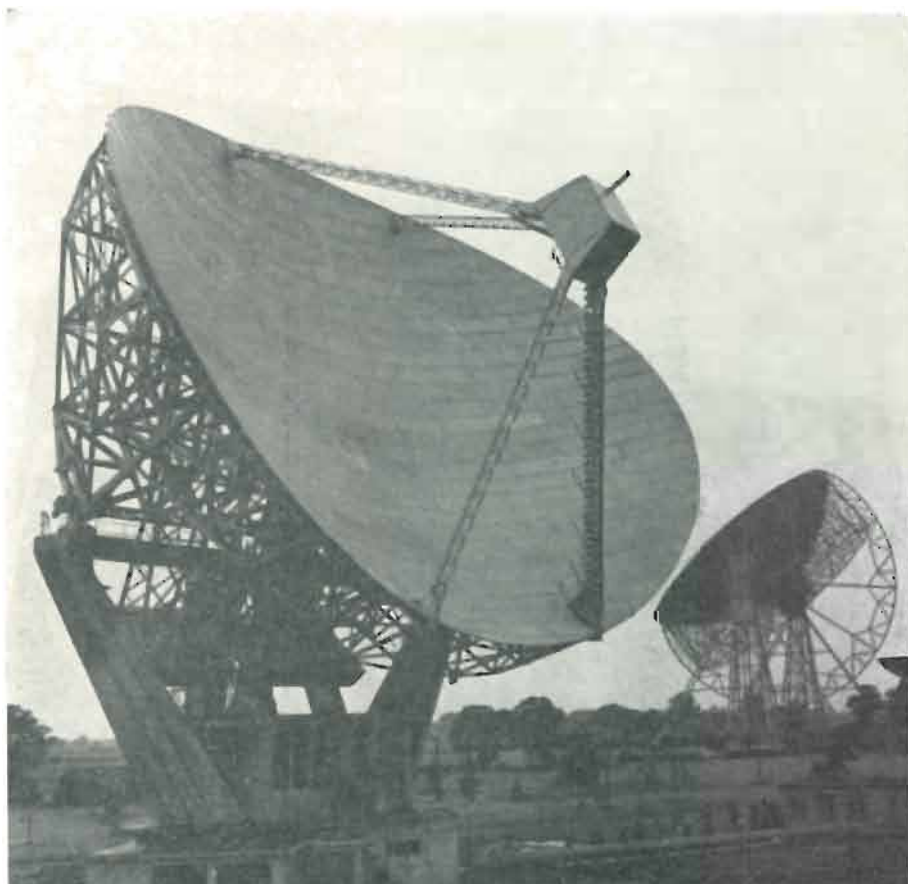
Gli scienziati del Laboratorio Goddard della NASA ritengono che la regione individuata dall'« Explorer XVIII » consti principalmente di elettroni dotati di modeste energie, innocue per l'organismo degli astronauti che le attraverseranno.

(*i. s.*)

Un Congresso internazionale sulla diffrazione elettronica e sulla natura dei difetti nei cristalli

Dal 16 al 21 agosto 1965 si terrà a Melbourne (Australia) un Congresso internazionale sulla « Diffrazione elettronica e sulla natura dei difetti nei cristalli » organizzato dalla « Australian Academy of Science », dalla « International Union of Crystallography » e dall'« International Union of Pure and Applied Physics ». L'indirizzo del Comitato organizzatore del Congresso è il seguente: Conference Organizing Committee, c/o Aeronautical Research Laboratories, Box 4331, G.P.O. Melbourne, Victoria, Australia.

(*i.s.*)

Il nuovo radio telescopio britannico, del costo di 300.000 sterline, è attualmente in funzione a Jodrell Bank.
Noto come Mark II esso ha un riflettore ellittico mobile di 38 m ed è circa la metà come dimensioni del suo predecessore, il Mark I che è andato raccogliendo informazioni e seguendo il percorso dei satelliti dal 1957. Il Mark II è sotto molti aspetti molto più perfezionato del Mark I e permette che la ricerca radio venga estesa ben oltre l'attuale limite utile di frequenza. Il nuovo telescopio ha raccolto i suoi primi segnali da una fonte nel pianeta Cassiopea.
La fotografia mostra, in primo piano, il telescopio Mark II e, nello sfondo, il Mark I.

dott. ing. Giuseppe Baldan

Amplificatore a FI per FM con transistori mesa*

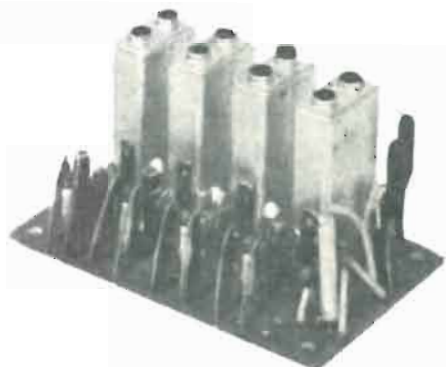



Fig. 1 - Prototipo dell'amplificatore di media frequenza per *MF* descritto nell'articolo ed equipaggiato con filtri di banda Valvo e circuito stampato.

Le caratteristiche più importanti di un ricevitore, a parte il rapporto segnale/disturbo, vengono determinate dalle caratteristiche dell'amplificatore di media frequenza. Descriveremo in questo articolo un amplificatore per 10,7 MHz, studiato per ricevitori per UHF di alta qualità. La scelta dei componenti e la semplicità del circuito rendono facile la costruzione anche ai dilettanti. La fig. 1 illustra il montaggio meccanico di questo amplificatore a quattro stadi.

1. - SCELTA DEI TRANSISTORI E DEL CIRCUITO

Per avere un amplificatore di media frequenza a 10,7 MHz sufficientemente stabile senza impiegare la neutralizzazione è necessario usare dei transistori che abbiano una azione all'indietro molto bassa. Fra i vari tipi si scelse il mesa-transistore AF131, in quanto esso dà la piena amplificazione anche con piccole correnti. Inoltre i due punti di massima amplificazione e minimo rumore, in funzione della corrente, sono molto vicini e in circuito con base comune le reazioni all'indietro, con le correnti utilizzate, dipendono più dal montaggio meccanico che dai transistori. La linearità dell'AF131 nel campo delle basse correnti è eccezionale, come si può verificare facilmente mediante l'osservazione oscilloscopica. I suoi vantaggi rispetto ai tipi OC615 e AF114 sono soprattutto dovuti ad una maggiore stabilità termica a lungo termine e ad un rumore minore.

La media frequenza è stata fissata in 10,7 MHz, in quanto si è deciso di usare i normali filtri di banda della Valvo (Amburgo); è rimasta così fissata anche la larghezza di banda in $\pm$ 100 kHz. Si hanno però delle difficoltà per il fatto che questi filtri, essendo stati studiati per i tubi, danno con la bassa impedenza interna dei transistori una attenuazione eccessiva ed una alterazione della curva di passaggio. In questo caso è utile il circuito con base comune che ha una maggiore resistenza di uscita; rimane però aperta la questione dell'adattamento del circuito del primario. È tuttavia sufficiente una trasformazione della resistenza di entrata del transistore nel circuito, mediante una piccola capacità di accoppiamento, per non far diminuire troppo la qualità del circuito a vuoto.

Il circuito elettrico dell'amplificatore si può pensare suddiviso in tre sezioni (fig. 2). Per ottenere un elevato rapporto segnale/disturbo il primo stadio viene montato con emettitore a massa non neutralizzato. Con una opportuna scelta del punto di lavoro è facile rendere inefficiente la tendenza all'innesco dei circuiti con emettitore comune.

(*) Di U. L. Rohde, tradotto da *Funkschau*, n. 3 1963, pag. 67.

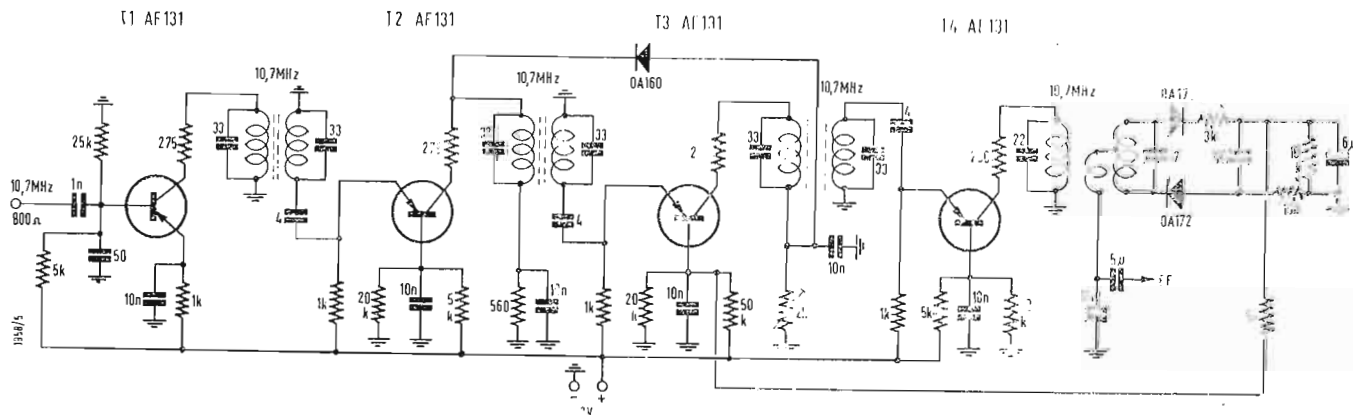



Fig. 2 - Schema completo dell'amplificatore a quattro stadi.

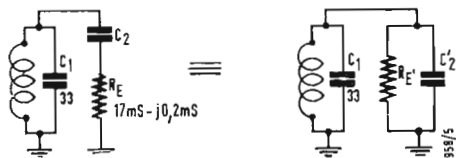



Fig. 3 - Per trasformare la conduttanza serie nella conduttanza parallelo.

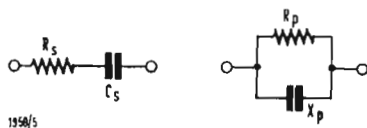



Fig. 4 - Collegamento in serie e in parallelo.

Fig. 5 - Curva di passaggio complessiva dell'amplificatore (attenuazione in dB).

Si hanno poi due stadi con circuito a base comune la cui amplificazione viene regolata mediante un diodo al germanio montato come carico variabile. Si è trovato che l'attenuazione asimmetrica dei due circuiti di filtro non provoca alcun spostamento della curva di passaggio globale con un numero di filtri così elevato. L'alta possibilità di regolazione e la comparativamente maggiore anticipazione della limitazione in alta frequenza che ne consegue assicurano una ricezione costantemente buona. Quindi il fading introdotto dagli automezzi di passaggio nel caso di trasmettitori molto lontani viene ridotto al minimo.

La tensione di regolazione per il punto di lavoro variabile del diodo viene derivata da un braccio del sistema di raddrizzamento della media frequenza ed agisce nel circuito a ponte in corrente continua costituito dai due transistori T_2 e T_3. A tal proposito è interessante notare che l'effetto di regolazione non si ha solo perché diminuisce la resistenza di lavoro del secondo transistore ma anche perché il diminuito accoppiamento del filtro, dovuto ad una minore qualità, fà diminuire l'energia trasmessa.

Il quarto transistore agisce come alimentatore del discriminatore a rapporto. Qui si impiega un circuito asimmetrico. I requisiti richiesti al rivelatore a rapporto sono: una sufficiente distanza dei massimi della caratteristica di modulazione, una sufficiente linearità, delle buone caratteristiche di soppressione della modulazione di ampiezza e, non da ultimo, un sufficiente fattore di discriminazione. Si deve inoltre fare attenzione affinché il carico del rivelatore a rapporto, con la bassa resistenza di entrata del successivo stadio in bassa frequenza, influenzi poco la resistenza di uscita dell'ultimo transistore di media frequenza.

Nel normale circuito discriminatore il carico dell'uscita, provocato dallo stadio successivo, è però critico a causa del fattore di discriminazione e della soppressione della modulazione di ampiezza. Un circuito simmetrico fa in modo che l'angolo del flusso di corrente del diodo, sul quale viene applicata la tensione istantanea (maggiore di quella dell'altro diodo), sia sempre, maggiore di quello del diodo con minore tensione in alta frequenza. Poiché in generale l'attenuazione è maggiore della disattenuazione, la soppressione degli impulsi dipende da una mancanza di sintonia momentanea e perciò peggiorerà.

A tal proposito è importante la relativamente grande resistenza di uscita effettiva per la frequenza fonica, perché in tal modo il rendimento diminuisce al diminuire della resistenza di chiusura. Nel circuito simmetrico qui impiegato la resistenza di chiusura in bassa frequenza si trova in parallelo con il diodo inferiore. Le correnti in bassa frequenza dei diodi sono perciò fra loro diverse, però la bassa resistenza di uscita ha il vantaggio di un maggiore fattore di discriminazione. Le due resistenze in serie da 10 kΩ e 3 kΩ permettono la taratura di una soppressione ottima.

2. - CALCOLO MATEMATICO DELL'AMPLIFICAZIONE

Per poter calcolare la trasformazione della conduttanza in entrata del transistore nel circuito secondario, il circuito in serie, costituito dalla capacità di accoppiamento e dalla resistenza in entrata, che si trova in parallelo con il circuito secondario, deve essere trasformato nel circuito parallelo equivalente. Si ha allora.

$R_p = u^2 R_e$

Da ciò ci derivano le formule di trasformazione per i due circuiti della figura 4:

$$R_p = \frac{R_s^2 + X_s^2}{R_s} \qquad (2)$$

$$X_p = \frac{R_s^2 + X_s^2}{X_s} \qquad (3)$$

nelle quali

$$X_s = \frac{1}{\omega\, C_s} \quad \text{e} \quad X_p = \frac{1}{\omega\, C_p}.$$

In questo caso l'incognita è X_s mentre R_s ed R_p sono note.

Risolvendo rispetto a X_s si ha:

$$X_s = \sqrt{R_p R_s - R_s^2} \qquad (4)$$

Poiché però $R_p \gg R_s$ si può scrivere, pur conservando una sufficiente approssimazione:

$$X_s = \sqrt{R_p R_s} \qquad (5)$$

oppure

$$X_s = \sqrt{u^2 R_e^2} = u\, R_e \qquad (6)$$

e

$$C_2 = \frac{1}{\omega u R_e} \qquad (7)$$

Poiché in questo caso $R_s \leq X_s$, vale la semplificazione $X_p = X_s$ e $C_2 = C'_2$.

Per il filtro di banda il costruttore ha previsto una qualità a vuoto $Q = 110$, perciò si ha una larghezza di banda:

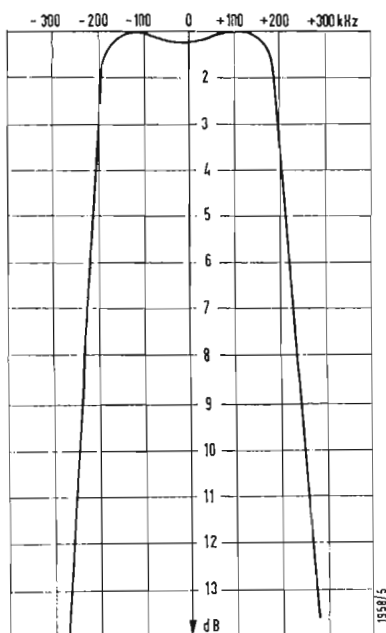
$$b_{01} = \frac{10{,}7 \text{ MHz}}{110} = 97 \text{ kHz} \qquad (8)$$

A vuoto si può supporre $b_{01} = b_{02}$. Supponiamo inoltre che, in ragione della bontà di trasmissione, la qualità a carico del circuito secondario dia un $b_2 = 240$ kHz.

Si può allora calcolare il valore del rapporto di trasformazione:

$$u = \sqrt{\frac{1}{2\, C_2\, (b_2 - b_{02})\, .\, R_e}} =$$

$$= \sqrt{\frac{1}{2 \cdot 35 \cdot 10^{-12}\, (143)\, 60}} = 67 \qquad (9)$$

Con ciò risulta determinata la capacità

di accoppiamento che vale:

$$C = \frac{1}{u\omega R_e} = \frac{1}{67 \cdot 2\pi \cdot 10{,}7 \cdot 10^6 \cdot 60} =$$

$$= 4 \text{ pF} \qquad (10)$$

Il circuito primario del filtro di banda viene smorzato dalla conduttanza interna del transistore e della conduttanza della resistenza di compensazione per la capacità dinamica di collettore. Calcolando la conduttanza equivalente a 250 Ω si ottengono 7 μS. La conduttanza di uscita del transistore fu misurata in 10 μS e perciò la largheza di banda risultante per il primario vale:

$$b_1 = b_{01} + \frac{7\,\mu S + 10\,\mu S}{2\,\pi\,C_1} = 97 \text{ kHz} +$$

$$+ \frac{17 \cdot 10^{-6}}{2\pi\, 37 \cdot 10^{-12}} = 168 \text{ kHz} \qquad (11)$$

La larghezza di banda effettiva a carico del filtro complessivo vale:

$$\frac{b_1 + b_2}{\sqrt{2}} = \frac{168 + 240}{1{,}414} = 290 \text{ kHz} \qquad (12)$$

Dopo aver determinato i singoli elementi dello stadio di amplificazione si può determinare la prevista amplificazione di tensione dello stadio.

$$A_s = |\,S\,| \cdot 0{,}5 \cdot$$

$$\cdot \sqrt{\frac{R_e}{2\pi\, C_1 b_1}\left(1 - \frac{b_{01}}{b_2}\right)}$$

$$A_s = 35 \cdot 10^{-3} \cdot 0{,}5 \cdot$$

$$\cdot \sqrt{\frac{20}{2\pi \cdot 37 \cdot 10^{-12} \cdot 168}\left(1 - \frac{97}{240}\right)}$$

$A_s = 13 \simeq 22$ dB

Il prototipo montato ha dimostrato che si può raggiungere una così alta amplificazione di stadio con tutta sicurezza senza provocare delle oscillazioni interne.

Il bassissimo numero di rumore di 4 dB, misurato in tutto l'amplificatore, si può spiegare con l'ottimizzazione dell'accoppiamento fra i vari stadi e con il basso rumore proprio dei mesatransistori.

A causa delle resistenze esterne relativamente piccole (rispetto alla resistenza interna del transistore) si ottiene necessariamente un minore fattore di distorsione. Questa infatti non si nota nemmeno con segnali in entrata molto forti, a causa della buona regolabilità dell'amplificatore.

3. - CONSIGLI PER IL MONTAGGIO

I filtri di banda impiegati vengono costruiti dalla Valvo e sono denominati AP1108/01, il filtro a rapporto ha invece il numero AP1113/01.

Dati:

Filtri interstadio: Frequenza nominale = 10,7 MHz, campo di sintonizzazione = ± 800 kHz, qualità = 110, accoppiamento = 1,3, capacità $C_1 = C_2 =$ 33 pF.

Filtro a rapporto: Frequenza nominale 10,7 MHz, campo di sintonizzazione = ± 800 kHz, qualità del primario = 100, qualità del secondario = 90, accoppiamento = 1,6, capacità $C_1 = 22$ pF, $C_2 = 47$ pF. *A.*

L'uso del sistema decimale negli elaboratori elettronici

Una ceramica realizzata di recente dagli scienziati della Sandia Corporation permetterà di ridurre le dimensioni e di accelerare il funzionamento delle « memorie » utilizzate negli elaboratori elettronici. Il materiale in questione permetterà alla memoria dell'elaboratore di operare in base al sistema metrico decimale, rendendo perfettamente inutile la conversione delle cifre nel normale linguaggio degli elaboratori elettronici, comprendente solo due numeri, ossia 0 e 1.

La ceramica messa a punto nei laboratori della Sandia è una miscela di piombo, zirconato e titanato, con niobio, bismuto o potassio. Le unità di memoria degli elaboratori costruite con barre o dischi di ceramica possono immagazzinare informazioni in quelli che gli scienziati amano definire i « 10 stati stabili », permettendo in tal modo l'impiego del sistema decimale. Le informazioni sono immesse nell'unità di memoria mediante l'applicazione di impulsi di tensione che modificano le caratteristiche di microscopici settori entro le unità in questione.

La proprietà più importante della nuova ceramica è la stabilità delle alterazioni apportate alle microscopiche superfici: le informazioni immagazzinate ad un certo punto o livello possono essere sempre ritrovate e recuperate esattamente in quel punto. I livelli di immagazzinamento nelle ceramiche prodotte con altri metodi sono influenzati dalle variazioni della temperatura ambiente e da altri fattori e pertanto le informazioni in serbo non sono sempre accessibili quando occorrono.

Gli inventori della nuova ceramica sostengono che occorrono un breve tempo e pochissima energia per il passaggio dalla fase di immagazzinamento, o cifra, ed un'altra, e che lo stato delle informazioni in ciascun livello può essere accertato agevolmente e più volte senza « cancellare » il livello stesso.

Date le migliaia di trasposizioni nel linguaggio degli elaboratori elettronici occorrenti per una sola operazione, anche una modesta riduzione del tempo necessario per il passaggio da una cifra all'altra nella memoria di un elaboratore può incidere in maniera rilevante sulla velocità di funzionamento di questo tipo di calcolatori.

Pertanto, un ulteriore passo per accelerare le operazioni negli elaboratori elettronici è stato compiuto con la nuova invenzione. *(u.s.)*

Svolta nei programmi lunari con il volo del « Ranger VII »

Mentre lo sbalorditivo volo spaziale della sonda lunare « Ranger VII » continua ad appassionare l'opinione pubblica mondiale, gli scienziati americani stanno studiando le 4.316 immagini della superficie della Luna che sono state trasmesse a terra il 31 luglio.
Il contributo che il « Ranger VII » ha dato al progresso della scienza lunare è fuori discussione. Per trovare, infatti, una scoperta altrettanto importante bisogna risalire a Galileo, quando si utilizzò il primo telescopio per l'osservazione dei corpi celesti. Tuttavia, il progetto « Ranger » è solo la fase iniziale di un ben più vasto e ambizioso programma americano di volo umano sulla Luna. In tutto, gli altri veicoli spaziali « Ranger » di cui è previsto il lancio entro la primavera del 1965, sono due. La loro missione sarà identica a quella portata a termine dal « Ranger VII ».
Il primo lancio di una sonda « Ranger », nell'agosto del 1961, mirò esclusivamente a perfezionare il razzo vettore e a collaudare la complessa operazione in due tempi che prevede la « sosta » su un'orbita terrestre e la successiva accelerazione del veicolo in direzione della Luna.
I primi due veicoli, non diretti sulla Luna, furono essenzialmente utilizzati come banchi di prova per la messa a punto dei razzi. Nessuno dei quattro « Ranger » successivi trasmise a terra informazioni scientifiche sulla Luna, nonostante che due di essi scendessero sulla superficie della Luna (l'ultimo, in un punto del Mare della Tranquillità) e un altro passasse a breve distanza dalla Luna.
I voli dei « Ranger » saranno seguiti da quelli dei veicoli spaziali che vanno sotto i nomi di « Surveyor » e di « Orbiter », rispettivamente a partire dalla fine del 1965 e dai primi mesi del 1966.
Il « Surveyor », che peserà poco più di una tonnellata, potrà atterrare dolcemente a comando sulla superficie lunare, ad una velocità di circa 16 chilometri orari. Il veicolo potrà così toccare la Luna senza alcun danno e in posizione verticale, contrariamente ai veicoli « Ranger », destinati a precipitare a poco meno di 10.000 chilometri orari.
I veicoli « Surveyor » proveranno direttamente sulla Luna la tecnica dell'atterraggio dolce, essenziale per i successivi voli umani nell'ambito del progetto « Apollo », e studieranno le eventuali località di atterraggio per gli astronauti e misureranno le caratteristiche fisiche e chimiche della superficie e della regione immediatamente sottostante.
Il « Surveyor » trasmetterà immagini nitidissime, mille volte più chiare di quelle riprese dai più potenti telescopi sulla Terra, via via che si avvicinerà alla Luna. A differenza dei « Ranger » le telecamere continueranno a funzionare anche dopo l'atterraggio e saranno integrate da altre macchine stereoscopiche che riprenderanno immagini a colori in tre dimensioni del paesaggio lunare entro il loro campo visivo.
La crosta lunare sarà accuratamente misurata con gli strumenti a bordo del veicolo spaziale, con particolare riguardo per la temperatura, la conduttività termica e acustica, la densità e la durezza del suolo. Parallelamente a questa operazione, altri strumenti sonderanno il sottosuolo lunare, misurandone la temperatura, la densità e la conduzione termica ed acustica.
Alcuni strumenti serviranno ad identificare gli elementi chimici, i composti organici e quelli inorganici presenti nei materiali costituenti la crosta lunare, ad accertare l'attività sismica ed eventuali campi magnetici, a misurare la pioggia di micrometeoriti e di particelle radioattive, e ad accertare se l'atmosfera è rarefatta al punto da avvicinarsi al vuoto perfetto.
Almeno uno dei « Surveyor » che saranno allestiti in un secondo tempo potrà trasportare un veicolo lunare in grado di portarsi a circa due chilometri dalla località di atterraggio. Il veicolo ausiliario da ricognizione è principalmente destinato a rilievi topografici, all'individuazione di ostacoli e alla misurazione della resistenza superficiale in vista dei lanci di veicoli « Apollo » con equipaggio.
Il « Surveyor » lavorerà in stretta intesa con l'« Orbiter », un tipo di veicolo spaziale che scatterà da un'orbita lunare fotografie sino alla distanza di 30 chilometri. Il veicolo potrà avvicinarsi alla Luna senza tema di cadervi, grazie alla mancanza di atmosfera e quindi della resistenza dell'aria.
L'altitudine consentirà all'« Orbiter » di fotografare una vasta zona della Luna per scegliervi le località dove sarà più utile inviare in missione i veicoli spaziali « Surveyor », nonchè per scoprirvi eventuali zone adatte all'atterraggio degli astronauti americani.
Tra gli esperimenti del più grande interesse scientifico progettati per i veicoli « Orbiter » figurano i seguenti:
1) Misurazione della distribuzione interna della massa lunare.
2) Entità e distribuzione delle rugosità della superficie per mezzo di procedimenti radar.
3) Misurazione dei raggi gamma per accertare l'abbondanza di materiali radioattivi.
4) Distribuzione topografica della temperatura e dei materiali alla superficie mediante rilevatori infrarossi.

5) Accertamento dell'esistenza o meno di un campo magnetico lunare.
6) Misurazione, mediante uno speciale strumento, della corrente di plasma (o gas ionizzati) di origine solare intorno alla Luna.
Dopo i voli di una ventina di « Surveyor » e « Orbiter », si avrà a disposizione una raccolta di conoscenze sulla Luna sufficienti per soddisfare le esigenze dei programmatori dei voli « Apollo » e per permettere la discesa di una prima pattuglia di astronauti sulla Luna. *(u.s.)*

Come sono state effettuate le fotografie della Luna

Il complesso delle telecamere del « Ranger VII » è stato ideato e realizzato dalla Radio Corporation of America a Princeton, nel New Jersey, in base alle esperienze acquisite con i satelliti artificiali meteorologici « Tiros ».
Gli apparati televisivi del « Ranger VII » erano contenuti in un cono tronco alto circa un metro e mezzo e che misurava, alla base, un diametro di cm. 68,5 e, sulla sommità, di cm. 40,6. Il cono poggiava sulla struttura esagonale del veicolo spaziale ed era protetto da un cappuccio di lamiera di alluminio pulimentata. In corrispondenza delle telecamere, questa protezione presentava una finestra di 33 centimetri in maniera da lasciare libera la visuale per la ripresa delle immagini lunari.
Il sistema televisivo del « Ranger VII » comprendeva due telecamere con obiettivi grandangolari, che entrarono in funzione quando il veicolo spaziale si trovava a 2.090 chilometri dalla Luna, e quattro macchine identiche, ma dotate di obiettivi per riprese ravvicinate. Le prime due telecamere disponevano rispettivamente di un obiettivo da 25 mm con un angolo di osservazione di 25 gradi regolato con un diaframma f/1, e di un obiettivo da 75 mm con un campo di 8,4 gradi e un diaframma f/2.
Delle altre quattro telecamere, due erano attrezzate con un teleobiettivo da 75 mm e 2,1 gradi di campo con il diaframma f/2, mentre le restanti disponevano di teleobiettivi da 25 millimetri e 6,3 gradi di campo con il diaframma f/1.
Gli obiettivi delle sei telecamere constavano di cinque lenti ad elevata qualità e di un otturatore a fessura sul piano focale che scorreva da un lato all'altro durante la ripresa fotografica. Il tempo di esposizione per le due telecamere con grandangolari era di 1/200 di secondo e per le altre quattro di 1/500. Gli obiettivi erano a fuoco fisso, ma erano comunque in grado di fornire immagini molto nitide dall'infinito a 800 metri.
Sul retro dell'otturatore a tendina, invece della pellicola sensibile come nelle comuni macchine fotografiche, era stato piazzato un « vidicon » di appena 25 millimetri di diametro e 114 di lunghezza. La parte interna del tubo in questione (parente prossimo del cinescopio dei comuni televisori domestici, dimensioni a parte) era rivestita con un materiale fotoconduttore che aveva il compito di trattenere l'immagine per il tempo sufficiente a consentire la sua scomposizione in 1150 linee (nelle due telecamere con grandangolari) o in 300 linee (nelle altre quattro con teleobiettivo) ad opera di un « pennello » catodico
Le linee di scansione (ossia le linee nelle quali il « pennello » catodico scompone l'immagine originale), ognuna delle quali contenente le informazioni relative ad una determinata parte dell'immagine, sono state convertite in segnali elettrici. Questi sono stati passati dapprima ad un amplificatore, dove furono amplificati un migliaio di volte, e quindi ad uno dei due combinatori del video, ai quali facevano capo le macchine con grandangolare e quelle con teleobiettivo. Nei combinatori, in successione esatta, venivano combinati i segnali provenienti dalle telecamere cui erano collegati. Dopo la modulazione di frequenza, i segnali sono stati trasferiti in uno dei due trasmettitori da 60 W, operanti sulle frequenze 959.520 kHz (macchine con grandangolare) e 960.580 kHz (telecamere con teleobiettivo).
Le prime due telecamere con grandangolare entrarono in azione il 31 luglio, alle 14,08 e 39 secondi (ora italiana), mentre il « Ranger VII » si trovava a 2.090 chilometri dalla superficie lunare e trasmisero regolarmente le immagini raccolte ogni 2,56 secondi. Le prime immagini, sino alla distanza di circa 770 chilometri hanno fornito i dettagli della superficie lunare già noti attraverso lo studio delle fotografie prese con i telescopi. Tuttavia, la loro utilità era giustificata soprattutto dalla necessità di identificare la zona generale della ricognizione fotografica. Tra l'altro, le due macchine in questione erano puntate in maniera da sovrapporre i bordi interni dei rispettivi campi visivi.
Tre minuti e 29 secondi più tardi, quando entrarono in funzione le altre quattro telecamere, cominciò a giungere a terra un volume elevato di fotografie, dato che venivano scattate con un intervallo di 2/10 di secondo. *(u.s.)*

In orbita il « Syncom III » per la TV delle Olimpiadi

Con il lancio da Cape Kennedy del terzo satellite artificiale « Syncom » su orbita stazionaria, la tecnologia delle telecomunicazioni intercontinentali via satelliti ha fatto un importante passo in avanti verso lo stabilimento di una rete mondiale di « ripetitori » spaziali.
Il lancio del nuovo veicolo spaziale automatico, effettuato il 19 agosto, alle 13,15

Finalmente la radiostereofonia

(il testo segue da pag. 429)

E non si dimentichi altresì che il successo futuro delle trasmissioni radiostereofoniche è strettamente legato al successo presente delle attuali trasmissioni iniziali.
Il deterioramento qualitativo di queste ultime, derivante da inesperienza od inefficienza tecnica sia in trasmissione che in ricezione, creerebbe rapidamente un'atmosfera di prevenzione e di insoddisfazione nei riguardi di questa nuova tecnica degna d'ogni attenzione e considerazione da parte dei cultori ed appassionati di vera musica.
La musica stereofonica, superbo antidoto alla dilagante volgarità delle canzonette, va fortemente valorizzata e difesa.
Ed occorre sotto questo profilo riconoscere che i programmi stereofonici irradiati attualmente dalla RAI sono qualitativamente e tecnicamente ottimi.

A.

(ora italiana), con un nuovo tipo di razzo « Delta » di più elevate prestazioni, mirava a disporre al disopra dell'Oceano Pacifico un « ripetitore » immobile in grado di abbracciare nel suo campo « visivo » — le onde ultracorte non viaggiano oltre la linea dell'orizzonte — la stazione di Kashima, in Giappone, dalla quale verranno diffusi i programmi televisivi dei Giochi Olimpici di Tokio, e quella di Point Mugu, nella California, dove i programmi verranno ricevuti e riversati direttamente nella rete televisiva americana e contemporaneamente spediti a Montreal, in Canada, per la registrazione in « ampex » e l'invio in Europa con speciali aviogetti.
Il lancio è stato effettuato in tre tempi distinti:
1) La messa in orbita ellittica, con parametri di 1.118 e 38.105 km, rispettivamente in corrispondenza del punto più vicino (perigeo) e di quello più lontano (apogeo) dalla Terra.
2) La regolarizzazione dell'orbita, effettuata alle 18,17 (ora italiana) del 20 agosto con un telecomando dalla stazione di Salisbury (Australia). Il segnale radioelettrico ha acceso per 19,6 secondi il razzo disposto lungo l'asse del satellite che si trovava allora all'apogeo dell'orbita allungata. Il sistema del « calcetto » all'apogeo ha reso perfettamente circolare l'iniziale orbita ellittica, uniformandone la distanza dalla superficie terrestre sul valore di circa 38.000 km.
3) Lo spostamento del satellite lungo l'orbita sino alla « stazione » assegnatagli al disopra dell'Oceano Pacifico, in un punto all'incrocio tra l'equatore e 180 gradi dal meridiano di Greenwich (dove si ha il cambiamento di data), mediante l'accensione del piccolo razzo a bordo del « Syncom ».
La suddivisione dell'operazione in tre fasi è, tuttavia, un'eccessiva semplificazione che non corrisponde alla complessità effettiva del lancio di questo primo satellite stazionario. Si tratta in realtà del terzo della serie dei « Syncom », ma i due precedenti satelliti non sono stati lanciati lungo orbite equatoriali e, pertanto, non risultano « fissi » al disopra di un determinato punto della Terra. Ad esempio, il « Syncom II » segue un'orbita inclinata di oltre 32 gradi sull'equatore.
L'adozione del nuovo razzo T.A.D. (« Thrust Augmented Delta », ossia « Delta » a spinta incrementata), costituito da un « Delta » il cui primo stadio « Thor » è stato maggiorato con l'aggiunta di tre altri razzi a propellente solido, ha permesso al satellite di aumentare le sue apparecchiature elettroniche, di attrezzarsi per le ritrasmissioni di programmi televisivi (assicurandosi una banda di frequenza più ampia rispetto a quella disponibile sui « Syncom » I e II e di effettuare le diverse manovre intese a trasferire il piano dell'orbita sull'equatore dall'inclinazione iniziale di 28 gradi. Come è noto, queste formidabili difficoltà del lancio in orbita equatoriale a « gamba di cane » saranno evitate dal satellite italiano « San Marco », facendo partire il razzo vettore « Scout » da una piattaforma galleggiante dislocata in corrispondenza dell'equatore.
Il « Syncom III » è simile esteriormente ai due satelliti che l'hanno preceduto. Senza considerare le antenne a frusta e il motore a razzo, il corpo principale del satellite è un cilindro di cm 71 di diametro per 39 di altezza. All'atto del distacco dal terzo stadio del razzo vettore, il satellite pesava 65,770 kg. Il peso, al termine delle operazioni di aggiustamento dell'orbita e sull'orbita, si è ridotto a 37,6 kg, in seguito al consumo del propellente.
A differenza dei due predecessori, il « Syncom III » dispone di cellule solari « negativo su positivo » o « n/o », invece di quelle positivo su negativo, meno resistenti alle radiazioni spaziali. Inoltre il satellite è privo del dispositivo a tempo che comandava automaticamente l'entrata in funzione del motore all'apogeo. L'operazione è stata comandata con un segnale inviato via radio da terra. Il « Syncom III » dispone di due ricetrasmittenti con bande di frequenza di 5 e di 13 MHz, quest'ultima adatta alla ritrasmissione di programmi televisivi. Il « Syncom II » non era in grado di prestazioni televisive essendo dotato di due ricetrasmittenti con bande di 500 kHz e 5 MHz.
L'elettricità è formata da 3.840 cellule solari montate sulla superficie esterna del corpo cilindrico del satellite; l'erogazione è di circa 25 W a 28 V.
La trasmittente-ricevente adibita alla ritrasmissione dei programmi televisivi dal Giappone ha una banda di 13 MHz a frequenza intermedia. L'apparato capta i segnali dalle stazioni terrestri su due gamme di frequenza intorno ai 7.360 MHz e li ritrasmette previa amplificazione sulla frequenza di 1.815 MHz. (*u.s.*)

La « Porta-Mobil »

Nuova, piccola, leggerissima, la radiolina rice-trasmittente messa sul mercato dalla General Electric Company (USA) può essere impiegata in uno qualsiasi dei tre seguenti modi: come apparecchio mobile inserito nella presa dell'accendisigarette di un cruscotto d'automobile, oppure collegata a una comune presa di corrente alternata, o anche trasportata a mano come una portatile a pile. La « Porta-Mobil » pesa soltanto 5,90 kg, non comprende parti mobili e ha una potenza di trasmissione che raggiunge 18 W per le frequenze basse e 10 W per quelle alte, e cioè, pari al doppio della potenza di qualsiasi rice-trasmittente portatile sinora in circolazione.
(Sotto il cruscotto è visibile l'accessorio destinato ad alloggiarla). (*p.r.* 1576)

Luigi Cesone

Riduzione dell'ondulazione negli alimentatori*

L'ondulazione residua presente sulla tensione continua di uscita degli alimentatori stabilizzati può essere ridotta in molti casi mediante l'aggiunta di due piccole resistenze. Queste vengono inserite in un circuito di reazione che provvede alla cancellazione dell'ondulazione.

Fig. 1 - Il circuito di stabilizzazione può essere modificato, per ridurre l'ondulazione, come indicato dallo schema a tratteggio.

Fig. 2 - Schema elettrico di un semplice alimentatore stabilizzato. La reazione circuitale disegnata in tratteggio indica la variante da apportare per ridurre l'ondulazione associata alla tensione continua di uscita.

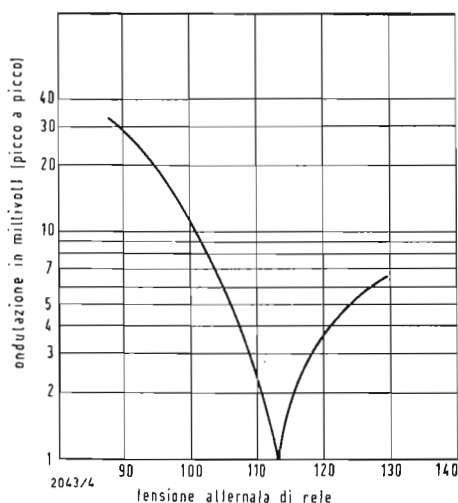
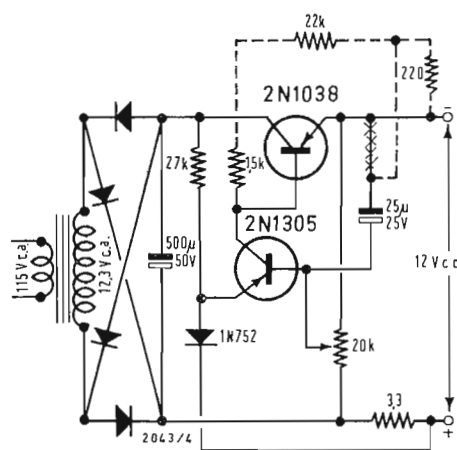
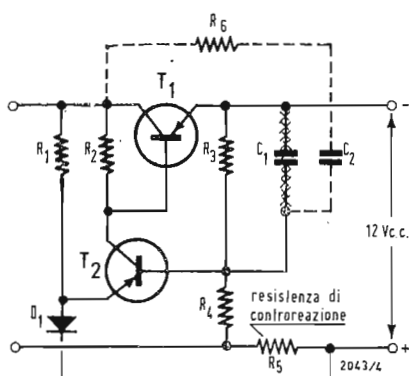



Fig. 3 - Rappresentazione grafica dell'ondulazione presente all'uscita del circuito di fig. 1 dopo la modifica.

La riduzione dell'ondulazione residua che affligge la tensione continua di uscita relativa ad alimentatori stabilizzati del tipo illustrato in fig. 1 può essere ottenuta in parecchi modi, tuttavia l'attuazione della maggior parte di essi richiede la presenza di componenti circuitali piuttosto costosi. Scopo del presente articolo è quello di mostrare come sia possibile ottenere una sensibile riduzione dell'ondulazione aggiungendo soltanto due normali resistenze da 1/2 W. In breve, il metodo che descriveremo consiste nel riportare una entità definita di ondulazione dall'uscita dell'alimentatore all'ingresso dell'amplificatore di stabilizzazione, attuando in questo modo un effetto di controreazione.

Il tipo di circuito stabilizzatore scelto per illustrare la semplice modifica preannunciata è quello di cui in fig. 1 viene rappresentato lo schema elettrico; trattasi di un circuito capace di fornire una corrente di 150 mA ad una tensione di 12 V. Tutti i valori numerici di ondulazione citati, saranno riferiti alle suddette condizioni di carico, quando si intende che viene attuata una rettificazione ad onda intera a partire da una sorgente di alimentazione di corrente alternata a 60 Hz.

Si consideri lo schema elettrico completo di un semplice alimentatore stabilizzato come quello illustrato in fig. 2. Le caratteristiche dell'ondulazione tracciate in relazione alle variazioni della tensione di rete sono rappresentate dalla curva centrale di fig. 4.

Immaginiamo ora di modificare il semplice circuito di stabilizzazione mostrato in fig. 1 con la rimozione di C_1 e con l'aggiunta di C_2 ed R_6 come viene appunto rappresentato dalla linea tratteggiata in fig. 1. Se il valore di R_6 viene assunto sufficientemente ampio, si può verificare che l'ondulazione presente all'uscita decresce sensibilmente, raggiungendo un valore minimo in corrispondenza ad un certo particolare valore della tensione di rete, come è illustrato appunto in fig. 3. La posizione di annullamento può essere spostata modificando leggermente il valore di R_6. Con i componenti circuitali del valore citato in fig. 1, R_6 viene assunta pari a 120 kΩ, con C_2 pari a 25 μF.

La ragione di tale riduzione di ampiezza dell'ondulazione residua è abbastanza evidente. Il segnale di ondulazione applicato sulla base del transistore T_2

(*) Rielaborato da Cunningham, V. R., Reducing ripple in regulated supplies, *Electronic Industries*, dicembre 1963, pag. 63.

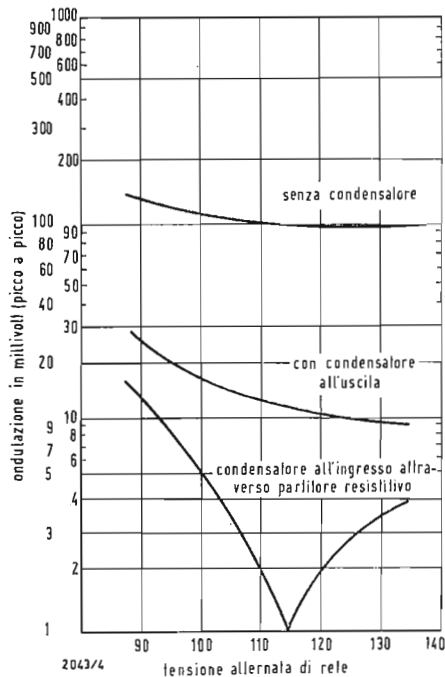



Fig. 4 - Caratteristiche dell'ondulazione tracciate in funzione della tensione di rete in tre casi differenti.

attraverso C_1 (e/o attraverso il partitore di tensione costituito da R_3, R_4) non può essere mai sufficientemente ampio per cancellare completamente ogni traccia di ondulazione in uscita, poichè l'ondulazione di uscita è il segnale stesso. Ciò non vale tuttavia esattamente per il segnale di ondulazione applicato attraverso C_2, R_6. L'ampiezza di tale segnale dipende infatti principalmente dal valore di R_6, e può essere regolata per realizzare (in teoria) il completo annullamento dell'ondulazione in corrispondenza a qualsiasi valore della tensione di rete. In pratica però, data la inevitabile presenza di un certo sfasamento, l'annullamento non può essere mai completo.

Poichè il fenomeno di cancellazione è conseguente alla applicazione di un segnale di fase opposta sulla base del transistore T_1, possiamo notare che se tale segnale di opportune caratteristiche diventa troppo ampio, l'ondulazione originale associata alla tensione di uscita, non solo sarà completamente soppressa, ma addirittura sostituita da una ondulazione di andamento inverso. Ciò è quanto capita praticamente nel grafico di fig. 3, ove appunto si può notare che l'andamento dell'ondulazione da un lato, rispetto al punto di annullamento, si inverte rispetto all'altro lato. Il manifestarsi di tale fenomeno fornisce un metodo sicuro per determinare sperimentalmente il valore più opportuno da attribuire ad R_6.

Per comprendere come si manifesti la variazione dell'ondulazione in uscita in corrispondenza ad una modifica del valore della tensione di rete — relazione illustrata in fig. 3 — si prenda ancora in considerazione il circuito di fig. 1, questa volta eliminando C_1 dal circuito. Poichè la caduta del segnale di ondulazione e la caduta di tensione ai capi del collettore di T_1 sono in funzione reciproca una dell'altra, possiamo osservare che quanto più ampia è la caduta di tensione sul collettore di T_1, tanto minore sarà l'ampiezza dell'ondulazione in uscita, quando la tensione di uscita venga mantenuta ad un valore costante. Dunque, un aumento nella tensione di rete (e quindi un aumento della tensione continua applicata al circuito di stabilizzazione) produce una riduzione dell'ondulazione. Questa ondulazione viene applicata sulla base di T_2 attraverso il partitore R_3-R_4. Se ora aggiungiamo al circuito il gruppo C_2-R_6, verremo ad avere due segnali di ondulazione entrambi applicati su T_2, uno di ampiezza costante ed uno con una ampiezza dipendente dalle variazioni relative alla tensione di rete. L'effetto risultante è quello rappresentato graficamente in fig. 3.

Sono stati sperimentati diversi metodi di accoppiamento del segnale di alimentazione sulla base di T_2, ed i migliori risultati sono stati ottenuti con le varianti circuitali rappresentate dalla linea tratteggiata di fig. 2. La ondulazione relativa a tale circuito è stata rappresentata graficamente con la curva inferiore in fig. 4. Si è osservato che un miglioramento di piccola entità rispetto ad un certo ordine di ampiezza è ottenibile nelle caratteristiche dell'ondulazione in corrispondenza del punto di annullamento sul circuito illustrato in fig. 1. Per confronto, la curva superiore di fig. 4 rappresenta le caratteristiche dell'ondulazione relativa al circuito di fig. 1 eliminando il condensatore C_1. *A.*

Nuova serie di tubi a onde viaggianti (TWT) per larghe bande a bassa rumorosità e ad alimentazione d'energia autonoma

Sono stati messi in commercio dalla Divisione Esportazioni I.G.E. della General Electric Company (USA) dei nuovi tubi a onde viaggianti a bassa rumorosità, che incorporano nella loro costruzione gli alimentatori relativi e sono destinati all'impiego per le gamme di frequenza sulle bande C e X.

I tubi, fabbricati in materiale metalceramico, usano la focalizzazione mediante magnete permanente, che fornisce la migliore combinazione possibile in termini di livello di rumorosità, guadagno, ed energia di saturazione. Tra le loro applicazioni si possono citare i radar, i mezzi per le contromisure elettroniche, gli strumenti, le telecomunicazioni, la radiometria.

Gli alimentatori annessi ai TWT non comprendono parti mobili e potranno funzionare senza richiedere alcuna manutenzione o regolazione per tutta la durata utile del tubo cui saranno abbinati. Sia i tubi che gli alimentatori incorporano un dispositivo di protezione contro le sovracorrenti di linea.

I nuovi TWT per larghe bande possono essere forniti con alimentatori per c.c. da 28 V, oppure da 115 V, 400 Hz o da 115 V, 60 Hz. Le gamme delle frequenze sono, rispettivamente, da 4 a 8, da 7 a 11, da 8 a 12 GHz; i massimi livelli di rumore, 8 o 9 dB, e la produzione minima d'energia di saturazione, 5 o 3 MW, a seconda del tipo di tubo.

I nuovi tubi raffreddati per convezione, possono essere installati in qualsiasi posizione, e misurano 12,70 cm di altezza, 13,97 cm di larghezza e 34 cm circa di lunghezza, compresi gli alimentatori e i raccordi. Hanno dimostrato di poter resistere ad urti di 30 G della durata di 11 millisecondi, e a vibrazioni di 15 G fino a 2000 Hz; inoltre, si è accertato che potranno funzionare regolarmente a oltre 30.000 metri di quota, in una gamma di temperature ambienti comprese tra i — 54 °C e i 71 °C. (*p.r.* 1573)

dott. ing. Roberto Caliri

Progetto di filtri passa - banda*

Gli accoppiamenti parassiti nei filtri passa-banda possono essere dannosi o desiderabili. La teoria classica dei filtri trascura questi accoppiamenti ma il presente articolo li prende in esame fornendo al progettista un altro strumento per la realizzazione dei filtri passa-banda.

NEI FILTRI PASSA-BANDA formati con elementi risonanti accoppiati, gli elementi possono essere: circuiti accordati, spezzoni di linea, cavità, o un insieme di tutti e tre.
Si definiscono accoppiamenti parassiti tutti quelli tra elementi risonanti che non sono adiacenti.
Il filtro passa-banda formato da circuiti accordati in cascata è derivato dalla rete a scala di fig. 1a. La medesima matrice, Eq. 1, è valida per ambedue le reti di Fig, 1b e Fig. 1c.
La fig. 2 mostra come nel caso di filtro a 3 e 4 risonatori possono esistere accoppiamenti parassiti; effettuando una normalizzazione rispetto alle resistenze R del carico e del generatore si possono ottenere delle curve universali che forniscono le caratteristiche dei filtri con accoppiamenti parassiti.
Questi accoppiamenti possono esistere per delle imperfezioni nel progetto, oppure come effetti desiderati per ottenere dal filtro particolari prestazioni.
Dall'analisi appare come l'effetto più rilevante portato dall'introduzione di questi accoppiamenti sia la presenza nei pressi della banda passante di uno o più picchi di attenuazione, analoghi a quelli che si hanno nei filtri m-derivati. Questi picchi che sono, trascurando le perdite, di attenuazione infinita, possono essere posizionati opportunamente sull'asse delle frequenze in modo da ottenere particolari prestazioni dal filtro.
Questi accoppiamenti sono utili o dannosi a seconda del loro modulo e della loro fase. I punti di attenuazione infinita sono prevedibili matematicamente e possono essere posti ai bordi della

(*) JOHNSON, E. C., Designing bandpass filters, *Electronic Industries*, gennaio 1961, pag. 87.

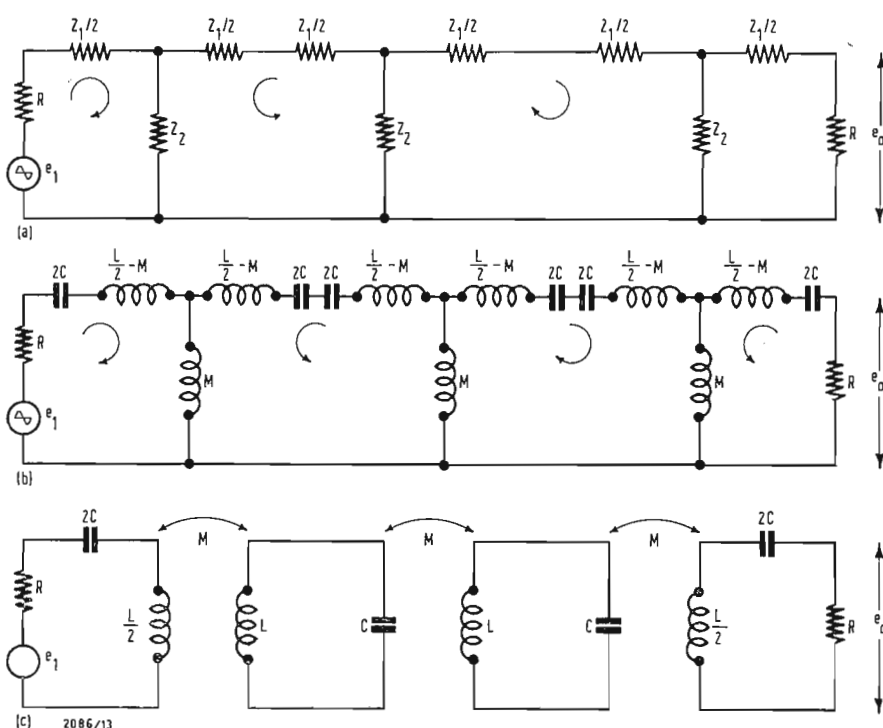



Fig. 1. - *a*) Questa rete a scala diventa un filtro passa-banda quando Z_1 e Z_2 sono come mostrato nella figura *b*. *b*) Rete a scala convertita in un filtro passabanda. *c*) Filtro a risonatori accoppiati ed equivalente matematicamente a quello della figura *b*.

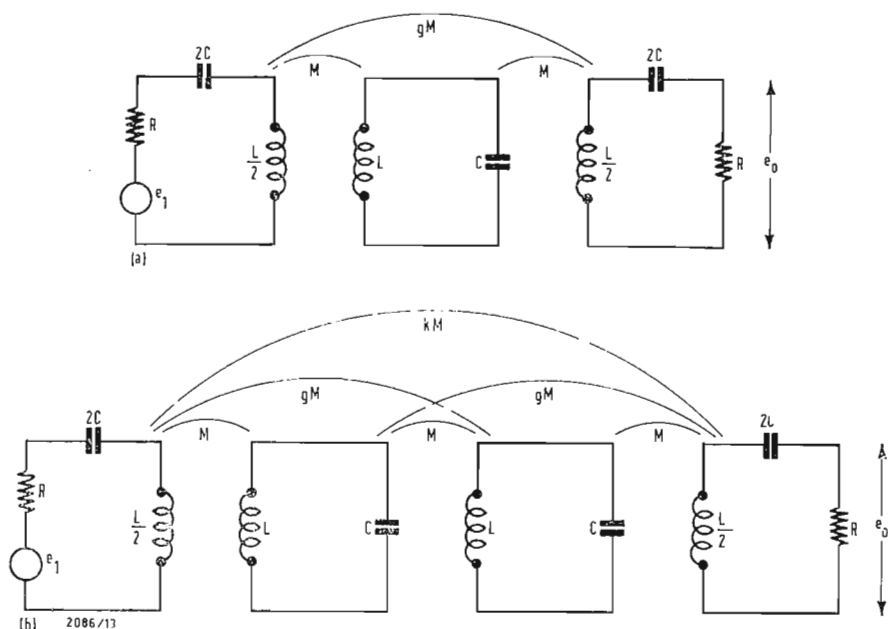



Fig. 2. - *a*) Filtro a tre risonatori con accoppiamento parassita tra il risonatore d'ingresso e quello d'uscita. Gli accoppiamenti sono così tre. *b*) Filtro a quattro risonatori con tre accoppiamenti parassiti. Gli accoppiamenti sono così sei. La figura tratta solo il caso simmetrico.

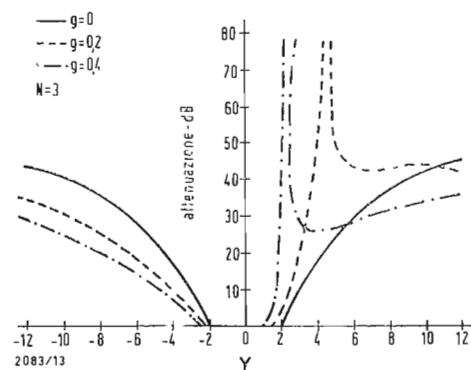



Fig. 3. - Caratteristiche di un filtro a tre risonatori mostranti l'effetto di vari valori dell'accoppiamento parassita « g ».

banda passante per aumentare la selettività del filtro oppure localizzati opportunamente per attenuare una determinata frequenza.

Tutte le induttanze degli accoppiamenti parassiti sono state espresse come frazioni della mutua induttanza « normale » M, per cui si parlerà di accoppiamenti « g » e « k », fig. 2, dove « g » e « k » sono i rapporti delle induttanze parassite rispetto a quella normale.

1. - EFFETTO DELLA DISSIPAZIONE

Secondo Belevitch, gli effetti della dissipazione uniforme in ognuna delle maglie possono essere tenuti in conto aggiungendo un piccolo termine reale alla Y, che viene definita come la totale reattanza della maglia, normalizzata rispetto alle resistenze del generatore e del carico, cioè a dire:

$$Y = \frac{\omega L - \dfrac{1}{\omega C}}{R}$$

Sarà mostrato che oggiungendo $-j\, r/R$ alla Y, si ridurranno i Q delle induttanze del filtro dal valore infinito al valore $\omega L/r$

Gli effetti della dissipazione sono stati conglobati nelle resistenze di terminazione per i risonatori di uscita e di entrata, mentre per le maglie centrali bisognerà aggiungere una piccola parte reale alla reattanza induttiva.

2. - FILTRO A TRE RISONATORI

Il circuito di fig. 2a fornisce una risposta massimamente piatta per $g = 0$ (assenza di accoppiamenti parassiti) quando le reattanze di accoppiamento $\omega_0 M$ sono uguali alla resistenza di terminazione R e con questa ipotesi è stata ricavata (Eq. 2) la funzione di trasferimento per il filtro di fig. 2a. I calcoli sono riportati nella App. I. Ambo i membri dell'equazione sono stati divisi per quattro per avere la funzione di trasferimento uguale a 1 (0 dB) in centro banda. Se il generatore e_1 fosse stato connesso direttamente al carico, su quest'ultimo si sarebbe localizzata la $e_1/2$, per cui sull'asse verticale dei grafici sono riportate le perdite di inserzione in dB.

Ogni valore di Y corrisponde a due valori di $\omega = 2\pi f$, uno positivo e uno negativo: solo il valore positivo ha significato fisico e l'Eq. 3 lega tra di loro Y e ω.

La Eq. 2, per diversi valori di « g », è stata riportata per punti nella fig. 3. I poli della funzione di trasferimento si hanno per gli zeri del denominatore della Eq. 2, cioè per $Y = 1/g$. Dai grafici di Fig. 3 si nota che un miglioramento della selettività da un lato del filtro, a causa del picco di attenuazione infinita, peggiora la selettività stessa dalla parte opposta. Inoltre si ha una diminuzione di attenuazione dalla stessa parte del picco e piuttosto lontana dal centro banda, proprio come si ha per i filtri *m*-derivati. La caratteristica di un filtro a tre risonatori, senza accoppiamenti parassiti, è mostrata in Fig. 3 con linea piena. Ponendo $g = 0$ nell'Eq. 2 si ottiene la caratteristica di massima piattezza (Eq. 4).

Se si sceglie per « g » un valore negativo nell'Eq. 2 le curve di Fig. 3 hanno an-

cora valore se il segno di Y viene cambiato e le curve risultanti sono delle immagini speculari delle curve mostrate in figura.

La Eq. I (3) in App. I dà lo sfasamento tra la tensione di ingresso e quella di uscita per il filtro a tre risonatori, non sono dati i grafici relativi, perchè al progettista di filtri interessano solo le caratteristiche di ampiezza.

3. - FILTRO A QUATTRO RISONATORI

La funzione di trasferimento per questo tipo di filtro è derivata in App. II ed è mostrata nella Eq. 5. Il circuito del filtro è riportato in Fig. 2b.

Il denominatore dell'Eq. 5 è di secondo grado per cui ci sono due poli nella funzione di trasferimento. Si trova nella App. II che essi corrispondono alle soluzioni della Eq. 6.

Quando k è positivo i poli cadono sull'asse delle frequenze reali se $k = g^2 + 1$ e ugualmente vi cadono se k è negativo senza alcuna limitazione. I poli cadono ancora sullo stesso asse per qualsiasi valore di g, se $k = 1$ oppure $k = g^2$. Cambiando il segno di g nell'Eq. 5 e contemporaneamente cambiando il segno di Y non si hanno variazioni sul modulo dell'attenuazione, ma il segno dell'argomento è cambiato nella Eq. II (2) in App. II.

Quando $k = 0$ nell'Eq. 5, si ha un solo picco di attenuazione infinita, come da Eq. II (5) dove l'Eq. 7 è soddisfatta. Così è chiaro che per valori di k finiti possono esistere 2 punti di attenuazione infinita, mentre per $k = 0$ se ne può trovare uno solo. Questi fatti sono messi in evidenza nei grafici dell'Eq. 5 da fig. 4 a fig. 7 per il filtro a quattro risonatori.

Fig. 4. - Caratteristiche di un filtro a quattro risonatori mostranti l'effetto di vari valori dell'accoppiamento parassita « g ». L'accoppiamento parassita « k » non è presente.

Fig. 4 paragona le caratteristiche dei filtri a quattro risonatori aventi diversi valori di accoppiamento « g » con $k = 0$. La linea piena è il filtro « normale ». L'effetto degli accoppiamenti « g » è simile a quello del filtro a 3 risonatori. Cambiando il segno di g, si potranno spostare i picchi di attenuazione infinita da una parte all'altra della banda passante.

Nel filtro a quattro risonatori, il minimo valore di Y per cui si può avere il picco di attenuazione è il valore unitario. Se gli accoppiamenti « g » sono aumentati, il picco di attenuazione si sposta verso il valore unitario di Y e, ulteriormente aumentando g, il picco si riallontana dal centro della banda passante. Questo effetto si nota nella fig. 8.

L'effetto, sulle curve caratteristiche del filtro, del cambiamento relativo di segno tra g e k è mostrato in Fig. 5. Questa curva deve essere esaminata alla luce dei risultati riportati in Fig. 9. Fig. 5 mostra che sono possibili 2 picchi o, se sono scelti valori non adatti di g e k, si può degradare la curva del filtro in tutti i punti al di fuori della banda passante.

Quando esistono due punti di attenuazione infinita, essi saranno su lati opposti della banda passante.

Fig. 6 e 7 mostrano l'effetto sulla caratteristica del filtro quando è presente il solo accoppiamento « k » senza accoppiamenti parassiti « g ». Le curve mostrano che, con « k » negativo, si ottengono due picchi di attenuazione simmetricamente disposti rispetto alla frequenza di centro banda e che i fianchi della banda passante sono più ripidi che nel caso del filtro normale. Per « k » positivo si ha una degradazione delle caratteristiche e quando « k » viene aumentato i due picchi di attenuazione infinita si avvicinano restando simmetrici rispetto al centro della banda, mentre la diminuzione di attenuazione al di là dei picchi risulta aumentata.

4. - RISULTATI SPERIMENTALI

Sono state fatte delle prove in laboratorio su filtri a tre e a quattro risonatori. Le fig. 10 e 11 mostrano i risultati ottenuti con due esemplari di filtri a

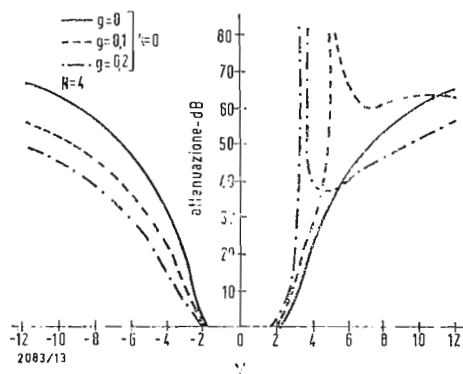
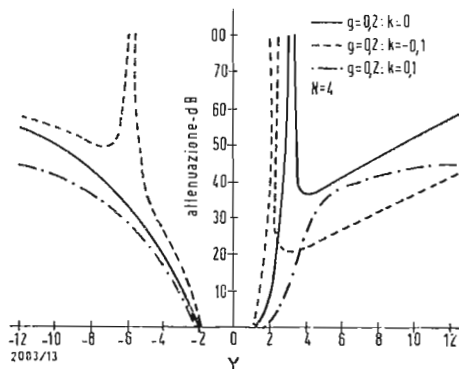



Fig. 5. - Caratteristiche di un filtro a quattro risonatori mostranti l'effetto di vari valori dell'accoppiamento parassita « k » con valore costante dell'accoppiamento parassita « g ».

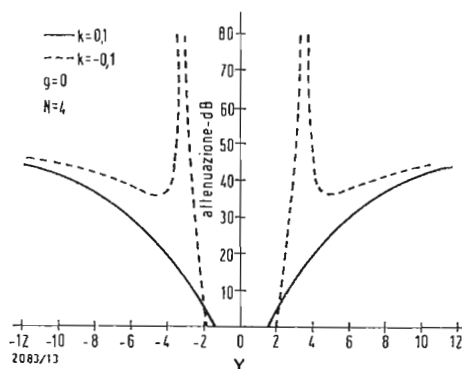



Fig. 6. - Caratteristiche di un filtro a quattro risonatori mostranti l'effetto del cambiamento di segno per « k » in assenza di accoppiamenti parassiti « g ».

Fig. 7. - Come fig. 6 ma con valore di « k » aumentato.

Fig. 8. - Il grafico mostra l'effetto degli accoppiamenti parassiti « g » sul valore di Y per cui si ha attenuazione infinita. La figura si riferisce al caso di filtro a quattro risonatori senza accoppiamenti parassiti « k ».

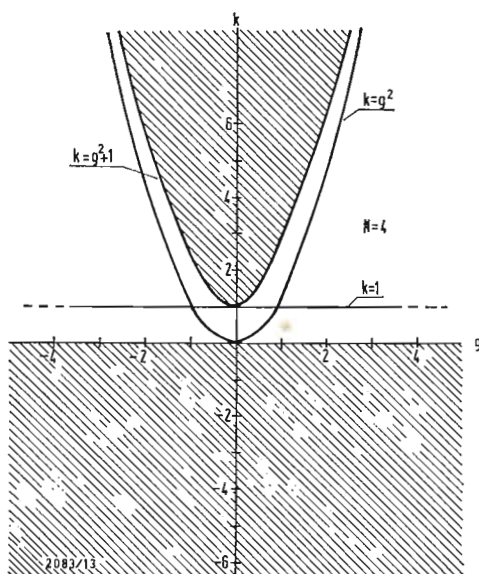
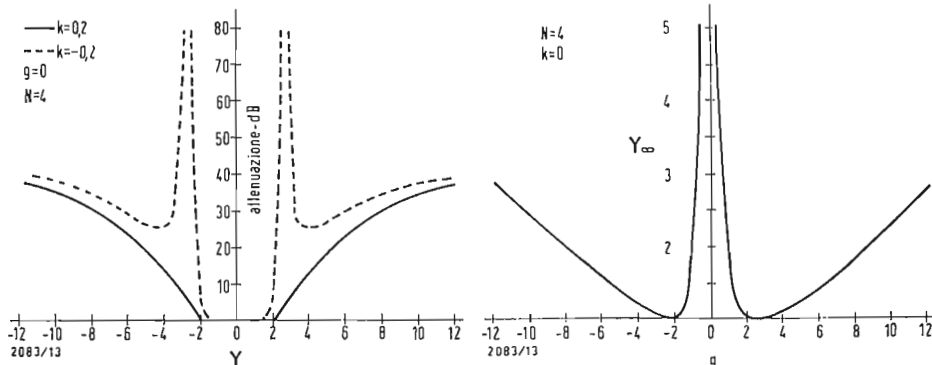



Fig. 9. - Vengono riportati i valori permessi di « k » e « g » per ottenere picchi di attenuazione infinita. I valori permessi sono quelli che cadono sulle curve k = 1 e k = g² come pure quelli che cadono nelle aree tratteggiate o sui loro contorni.

tre risonatori con una frequenza di centro-banda di 20 MHz e costruiti con condensatori fissi a mica e induttanze variabili con un nucleo.

I filtri sono stati allineati per la massima piattezza e quindi sono stati introdotti accoppiamenti parassiti « g » tra il primo e il terzo risonatore.

Si notano bene il picco di attenuazione, l'aumentata selettività dal lato del picco e la diminuzione di attenuazione oltre il picco. Non sono state fatte prove nel campo delle microonde dove i Q a vuoto disponibili permetterebbero di ottenere risultati sensibilmente vicini a quelli teorici. La caratteristica di massima piattezza è stata ottenuta per il filtro a tre risonatori come è mostrato in Fig. 2a, mentre per il caso dei quattro risonatori, per ottenere la stessa condizione di massima piattezza, è stato necessario dosare opportunamente gli accoppiamenti parassiti. In un altro articolo l'autore mostra che, per ottenere la caratteristica di massima piattezza, le reattanze di accoppiamento $\omega_o M_{12}$ e $\omega_o M_{34}$ (dove M_{12} e M_{34} sono le induttanze mutue tra i risonatori 1 e 2 e i risonatori 3 e 4 rispettivamente) sono legate a $\omega_o M_{23}$ dalle Eq. 8 e 9.

5. - BIBLIOGRAFIA

[1] V. Belevitch, *Topics In The Design of Insertion Loss Filters*, « IRE Transactions on Circuit Theory, Vol. CT-2, No. 4, Dec. 1955.

[2] Report No. NADC-EL-N5641, 29 May 1956, *Technical Note, The Effect of Spurious Couplings in Resonant Circuit Wave Filters*, E. C. Johnson.

6. - EQUAZIONI

Eq. 1.

$$Z = R \begin{bmatrix} S_1 & j & 0 & 0 \\ j & S_2 & j & 0 \\ 0 & j & S_2 & j \\ 0 & 0 & j & S_1 \end{bmatrix}$$

dove:

$S_1 = 1 + j\ Y/2$
$S_2 = j\ Y$
$R = \omega_o M$
M = induttanza mutua
$Y = (\omega L - 1/\omega C)/R$
$\omega^2{}_o = 1/LC = (2 \pi f_o)^2$
f_o = frequenza centrale della banda passante.

Eq. 2.

$$\left| \frac{e_1}{2 e_o} \right|^2 = \frac{\sum_{i=0}^{6} a_i Y_i}{\sum_{=0}^{6} b_j Y_j}$$

dove:

$a = 4 (g^2 + 1)$
$a_1 = - 4 g (g^2 + 2)$
$a_2 = g^2 (g^2 + 4)$
$a_3 = g = M_{13}/M$
$a_4 = - g^2/2$
$a_5 = 0$
$a_6 = 1/16 - 0.0625$
$b_0 = 4$
$b_1 = - 8 g$
$b_2 = 4 g^2$

Eq. 3.

$$\omega = q [1 + \sqrt{1 + (2\ \omega_o/q)^2}]$$

dove:

$q = (R Y)/(2 L)$
$\omega_o = 1/\sqrt{LC}$

Eq. 4.

$$\left| \frac{e_1}{2 e_0} \right|^2 = (Y/2)^6 + 1$$

Eq. 5.

$$\left| \frac{e_1}{e^0 2} \right|^2 = \left| \frac{Y^3 + a Y + b}{D} \right|^2 + \left| \frac{c Y^4 + d Y^2 + q Y + t}{D} \right|^2$$

dove:

$Y = (\omega L - 1/\omega C)/R$
$a = - (3 + 2 g^2)$
$b = 4 g$
$c = 1/4$
$d = - (2.2500 + g^2 + k^2)$
$q = 2 g (1 + 2 k)$
$t = 1 + (1 - k)^2 + (1 - g^2)^2 - (1 + 2g^2 k)$
$D = 2 [k Y^2 - 2 g Y + (1 + g^2 - k)]$
$g = M_{13}/M = M_{24}/M$
$k = M_{14}/M$
(gek sono gli accoppiamenti parassiti espressi come frazioni dell'accoppiamento « normale »)
$M = M_{12} = M_{23} = M_{24}$
(mutue induttanze responsabili degli accoppiamenti « normali »)

Eq. 6.

$$Y \infty = \frac{g}{k} [1 \pm \sqrt{1 - k(1 + g^2 - k)/g^2}]$$

Eq. 7.

$$Y \infty = (1 + g^2)/2 g$$

Eq. 8.

$$\omega_o M_{12} = \omega_o M_{34} = R \sqrt{2 \sqrt{2} - 1}$$

Eq. 9.

$$\omega_o M_{23} = 2 R \sqrt{2 - 1}$$

7. - APPENDICE I

Posto

$M_{12} = M_{23} = M]$ $[M_{13} = gM$

$\omega M \cong \omega_o M = R]$ $[Y = (\omega L - 1/\omega C)/R$

$$\overline{Z} = R \begin{bmatrix} 1 + jY/2 & j & jg \\ j & jY & j \\ jg & j & 1 + jY/2 \end{bmatrix}$$

(la matrice delle impedenze)

La matrice delle tensioni è

$$\overline{e} = \begin{bmatrix} e_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Il determinante di $\overline{Z}$ è:

$D' = R^3 (2 - Y^2)$

$- jR^3 \; [(Y^3/4) - (2 + g^2) \; Y + 2 \, g]$

La matrice delle correnti si ricava da $i = (\overline{Z})^{-1} e$ dove $(\overline{Z})^{-1}$ è la matrice inversa della matrice delle impedenze sopra descritta. Dalla matrice delle correnti si ricava $i_3 = e_1 R^2 (g Y - 1)/D'$ per cui il rapporto tra tensione del generatore e tensione sul carico R è:

$$e_1/2 \, e_o = \frac{Y^2 - 2}{2 \, (1 - g \, Y)} + j \, \frac{Y^3/4 - Y \, (g^2 + 2) + 2 \, g}{2 \, (1 - g \, Y)}$$

Eq. I (1)

Il modulo è dato da:

$$| \, e_1/2 \, e_o \, |^2 = \left(\frac{Y^2 - 2}{2 \, (1 - g \, Y)} \right)^2 + \left(\frac{(Y^3/4) - Y \, (g^2 + 2) + 2 \, g}{2 \, (1 - g \, Y)} \right)^2$$

(Eq. I (2)

mentre lo sfasamento tra e_1 ed e_o è:

$$\varphi = \arctan \left(\frac{(Y^3/4) - Y \, (g^2 + 2) + 2 \, g}{Y^2 - 2} \right)$$

Eq. I (3)

Si nota nella Eq. I (1) l'esistenza di un polo per $Y = 1/g$

8. - APPENDICE II

Posto:

$M_{12} = M_{23} = M_{34} = M$

$M_{13} = M_{24} = gM]$ $[M_{14} = kM]$ $[\omega M = R$

La matrice delle impedenze di fig. 15 è:

$$\overline{Z} = R \begin{bmatrix} 1 + jY/2 & j & jg & jk \\ j & jY & j & jg \\ jg & j & jY & j \\ jk & jg & j & 1 + jY/2 \end{bmatrix}$$

La matrice delle tensioni

$$\overline{e} = \begin{bmatrix} e_1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Procedendo come in Appendice I e ricavando $\overline{i}_3$ dalla $i = (\overline{Z})^{-1} \, \overline{e}$, poichè $e_0 = i_3 \, R$ si ottiene:

$$e_1/2 \, e_0 = - \left(\frac{Y^3 + a Y + b}{W} \right) - j \left(\frac{c Y^4 + d Y^2 + q \, Y + t}{W} \right)$$

Eq. II (1)

Dove:

$a = - (3 + 2g^2)$

$b = 4g$

$c = 1/4$

$d = - (2.250 + g^2 + k^2)$

$q = 2g \, (1 + 2k)$

$t = 1 + (1 - k)^2 + (1 - g^2)^2 - (1 + 2g^2 k)$

$W = 2 \, [k Y^2 - 2 \, g Y + (1 + g^2 - k)]$

Lo sfasamento relativo tra e_0 ed e_1 è dato da:

$$\varphi = \arctan \left(\frac{c Y^4 + d Y^2 + q Y + t}{Y^3 + a Y + b} \right)$$

Eq. II (2)

mentre il modulo è

$$| \, e_1/2 \, e_0 \, |^2 = \left(\frac{Y^3 + a \, Y + b}{W} \right)^2 + \left(\frac{c Y^4 + d Y^2 + q Y + t}{W} \right)^2$$

Eq. II (3)

I poli della Eq. II (3) sono due e sono dati dalle radici della equazione $W = 0$ e precisamente:

$$Y \infty = \frac{g}{k} \, [1 \pm \sqrt{1 - k \, (1 + g^2 - k)/g^2}]$$

Eq. II (4)

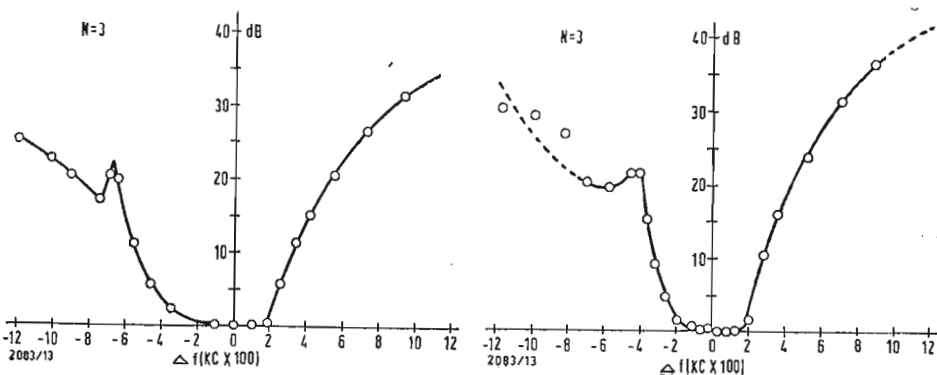
Quando $k = 0$ si ha

$$Y \infty = (1 + g^2)/2g$$

(Eq. II (5)

A

Fig. 10. - Risultato sperimentale mostrante l'effetto di accoppiamenti parassiti « g » in un filtro a tre risonatori. La frequenza di centro banda è 20 MHz.

Fig. 11. - Come in fig. 10, solo che il filtro ha una banda più stretta.

dott. ing. Fabrizio Bargiacchi

Calcolo dei preamplificatori sulla base del minimo segnale ricevibile*

I preamplificatori a radio frequenza sono normalmente calcolati per mezzo della loro figura di rumore. Avrebbe però maggior significato calcolarli in base al livello di segnale, che può essere facilmente determinato da poche misure e calcoli descritti in questo articolo.

QUANDO si deve studiare un preamplificatore a R. F. è comune valutare in modo particolare la sua figura di rumore. La figura di rumore, è stata finora considerata come il solo parametro atto a dare una chiave giusta per il calcolo dei preamplificatori a R.F.

Esiste però un fattore più importante del precedente per il calcolo ed è il « minimo segnale rivelabile » (MDS) del preamplificatore.

Se il preamplificatore di un sistema di comunicazione a microonde non può riprodurre i segnali, tale sistema è senza applicazione. Per questo è importante considerare il « minimo segnale rivelabile » (MDS).

Lo scopo di questo articolo è proporre un metodo di misura dell'MDS di un preamplificatore a microonde o a onde millimetriche con l'uso di un ricevitore ausiliario. In parecchi ricevitori a microonde in cui sono impiegati preamplificatori a microonde l'MDS del ricevitore non è uguale a quello del preamplificatore. L'MDS del preamplificatore stesso è sempre mascherato dal disturbo del ricevitore principale o influenzato dall'alto guadagno del sistema ricevente che segue.

Anche se si usa un ricevitore ausiliario a basso disturbo per la misura dell'MDS di un preamplificatore, il guadagno e il disturbo dell'amplificatore ausiliario tendono più o meno ad influenzare l'MDS del sistema. Perciò l'MDS del sistema non è mai esattamente uguale a quello del preamplificatore stesso. Non si può usare perciò lo MDS di un sistema per calcolare il preamplificatore. Il metodo proposto in questo articolo darà il valore reale dell'MDS del solo preamplificatore, indipendentemente dal tipo di ricevitore ausiliario usato.

1. - TEORIA

Se si collega un ricevitore ausiliario di guadagno G_2, larghezza di banda di rumore B_2, figura di rumore F_2 in serie a un preamplificatore a microonde di larghezza di banda di rumore B_1, guadagno G_1 figura di rumore F_1 e valore di uscita del rumore efficace misurabile N_1, e perciò il valore di uscita misurabile del rumore generale N_{12}, includendo nel calcolo il ricevitore ausiliario e il preamplificatore, è dato da:

a) se $B_1 > B_2$

$$N_{12} = \left(N_1 \frac{B_2}{B_1}\right) G_2 + (F_2 - 1) \, k \, T_o \, B_2 \, G_2 \quad (1)$$

dove T_o è la temperatura dell'ingresso di rumore di un amplificatore e k è la costante di Boltzmann. L'MDS del sistema generale è allora definito come segue:

$$P_{s12} = \frac{N_{12}}{G_1 \, G_2} \quad (2)$$

sostituendo (1) in (2)

$$P_{s12} = \frac{N_1}{G_1} \, \frac{B_2}{B_1} + \frac{F_2 - 1}{G_1} \, k \, T_o B_2 \quad (3)$$

L'MDS del solo primo stadio è definito da

$$P_{s1} = \frac{N_1}{G_1} \quad (4)$$

combinando le equazioni (3) e (4) e risolvendo per ricavare P_{s1},

$$P_{s12} = \left(P_{s12} - \frac{F_2 - 1}{G_1} \, k \, T_o \, B_2\right) \frac{B_1}{B_2} \quad (5)$$

Perciò l'MDS dell'intero sistema è *diverso da quello del solo preamplificatore* e necessita di alcune correzioni.

L'eq. (5) si semplifica se $F_2 \gg 1$. Trascurando 1 nella (5) e usando la definizione:

$$F_2 = \frac{P_{s2}}{k \, T_o \, B_2},$$

$$P_{s1} = \left(P_{s12} - \frac{P_{s2}}{G_1}\right) \frac{B_1}{B_2} \quad (5a)$$

quando $B_1 < B_2$:

$$N_{12} = N_1 \, G_2 + (F_2 - 1) \, k \, T_o \, B_2 \, G_2 \quad (6)$$

In modo analogo al precedente si dimostra che:

$$P_{s1} = P_{s12} - \frac{F_2 - 1}{G_1} \, k \, T_o \, B_2 \quad (7)$$

In questo caso P_{s12} è ancora differente da P_{s1} e necessita di alcune correzioni.

L'eq. (7) si semplifica se $F_2 \gg 1$. In modo simile alla (5a):

$$P_{s1} = P_{s12} - \frac{P_{s2}}{G_1} \quad (7a)$$

Verifiche:

Le equazioni (5) e (7) possono essere confermate da un'equazione ben stabilita.

$$F_{12} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} \quad (8)$$

dove F_{12} è la figura di rumore generale del sistema e F_1 è la figura di rumore del preamplificatore. In accordo con la definizione dalla figura di rumore:

$$F_1 = \frac{P_{s1}}{k \, T_o \, B_1} \quad (9)$$

$$F_{12} = \frac{P_{s12}}{k \, T_o \, B_{12}} \quad (10)$$

dove B_{12} è la larghezza del rumore distribuito del sistema. Sostituendo (9) e (10) nella (8) e risolvendo per P_{s1},

(*) KORYU ISHII, Rating pre-amps by minimum detectable signals, *Electronic Industries*, marzo 1964, pag. 100.

$$P_{s1} = \left(P_{s12} - \frac{F_2 - 1}{G_1} k\, T_o\, B_{12} \right) \frac{B_1}{B_{12}} \qquad (11)$$

Se $B_1 > B_2$, allora si ha $B_{12} = B_2$ e la (11) si riduce alla (5). Se $B_1 < B_2$, allora 1, 2, 3 si comincia col sostituire (9) e (10) in (12) e risolvendo per P_{s1}, con $B_{12} = B_1$, la (12) si riduce alla (7), dove:

$$F_{12} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} \frac{B_2}{B_1} \qquad (12)$$

2. - PROCEDIMENTO DI MISURA

Si ottiene l'MDS di un preamplificatore con il seguente procedimento:

1) Si misura B_1 e B_2.

2) Se $B_1 > B_2$, allora si usa (5) o (5a). Se $B_1 < B_2$ si usa invece (7) o (7a).

3) Si misura P_{s12}, G_1, F_2, e T_o. Usando (5) o (7) si calcola il vero valore del MDS del «solo» preamplificatore. Se $F_2 \gg 1$ si misura P_{s2}, che è il valore dell'MDS del ricevitore ausiliario al posto di F_2. In seguito a ciò il valore reale dell'MDS di un preamplificatore si calcola dall'equazione (5a) o (7a).

In molti casi il ricevitore ausiliario è tarato e si conoscono F_2, B_2 e P_{s2}. Perciò le quantità che rimangono da misurare sono P_{s12}, G_1 e T_o.

Esempio 1. Se $B_1 > B_2$

Se:

$B_1 = 20$ MHz $= 2 \times 10^7$ Hz

$B_2 = 2$ MHz $= 2 \times 10^6$ Hz

$F_2 = 34{,}5$ dB $= 2{,}56 \times 10^3$

$G_1 = 15$ dB $= 31{,}55$

$P_{s12} = -92$ dBm $= 6{,}3 \times 10^{-13}$ W

In questo esempio l'amplificatore ausiliario ad alto rumore maschera l'MDS del preamplificatore.

Esempio 2. Se $B_1 < B_2$

Se $B_1 = 2$ MHz $= 2 \times 10^6$ Hz

$B_2 = 10$ MHz $= 10^7$ Hz

$F_2 = 10$ dB $= 10$

$G_1 = 30$ dB $= 10^3$

$P_{s12} = -105$ dBm $= 3{,}15 \times 10^{-14}$ W

allora usando (7) $P_{s1} = 2{,}01 \times 10^{-14}$ W.

$= -107$ dBm.

In questo esempio il ricevitore ausiliario con una figura di rumore di 10 dB mostra un apprezzabile effetto di mascheramento dell'MDS di un preamplificatore.

3. - CONCLUSIONI

Nel calcolo di un preamplificatore è importante conoscere con precisione l'MDS. Il metodo proposto in questo articolo indica un sistema mediante il quale si separa l'MDS del preamplificatore dall'influenza del sistema rimanente. Il metodo dà il valore reale dell'MDS che non è influenzato dal rumore o dal guadagno del ricevitore ausiliario.

4. - BIBLIOGRAFIA

[1] N. Houlding, *Noise Factor*, (Fattore di rumore). Microwawe Journal. Vol. 5 pp. 74-78. Gennaio 1962.

[2] H. T. Friis, *Noise figures of Radio Receivers* (Fattori di rumore nei radio ricevitori). Proc. IRE Vol. 32 pp. 419-422. Luglio 1944.

[3] *IRE Standards on Methods of Measuring Noise in Linear Two Parts* (Prescrizione IRE sui metodi di misura del rumore in due parti lineari). Proc. IRE Vol. 48, pp. 60-74. Gennaio 1960.

[4] C. G. Montgomery, *Technique of Microwawe Measurements* (Tecnica delle misure a microonde). Radiation Lab. Series. Vol. II. Mc Graw Hill Book Co. Inc. New York N. Y. 1947.

A.

46 Borse di Studio distribuite dall'Istituto radiotecnico A. Beltrami

L'Istituto Radiotecnico A. Beltrami ha distribuito 46 borse di studio ai migliori allievi dell'anno scolastico 1963/64 per l'importo complessivo di L. 2.875.000, borse di studio offerte da Banche, Enti locali ed Industrie. (*a.*)

Voltmetro universale a transistor

I British Phyisical Laboratories di Radlett, Herts (G.B.), hanno introdotto il loro voltmetro universale transistorizzato alla Esposizione di Londra degli Strumenti, dell'Elettronica e dell'Automazione (25-30 Maggio 1964). Lo strumento è indicato con la sigla TVM 1063 e combina le prestazioni dei voltmetri convenzionali a valvole con quelle degli apparecchi universali di controllo; le sue gamme sono scelte per gli ingegneri che abbiano da fare con apparecchiature transistorizzate di ogni tipo. Le tecniche sviluppate per i circuiti e l'impiego di transistor planari al silicio hanno permesso di ottenere un'eccezionale stabilità, assenza di deriva, ed accuratezza, nella gamma da 0° a 50°, di $\pm 3\%$ (c.c.) e di $\pm 4\%$ (c.a.) a fondo scala. È incorporata una posizione di taratura in cui il guadagno dell'amplificatore viene controllato iniettando una tensione standard derivata dal diodo Zener. Il consumo di corrente è così basso che non è previsto un interruttore di accensione o spegnimento, e ciò rende il voltmetro sempre pronto per impiego immediato. È incorporata una protezione contro i sovraccarichi, su tutte le gamme, quando si applichi la polarità invertita. La scelta della gamma si fa con una singola manopola di regolazione e la lettura è resa più facile da una scala multicolore larga 125 mm. La gamma di frequenza (c.a.) si estende fino a 100 kHz; può essere aumentata ben oltre i 100 MΩ possibili. La resistenza in entrata (c.c.) è di 1 MΩ/V; le gamme di corrente continua sono di 0/1 mA e di 0/100 mA. (*u. b.*)

Piero Soati

Note di servizio dei ricevitori di TV CGE mod. TX 234 e TX 235

1. - GENERALITÀ

I televisori della CGE, modelli TX234 e TX235 sono adatti a funzionare sulle reti da 120 V a 240 V, 50 periodi. Il consumo è di circa 160 W. Dovendo collegare il televisore a terra, ciò deve essere fatto esclusivamente tramite un condensatore da 1.000 pF 1500 V.

Il sintonizzatore VHF è dotato di commutatore a 12 posizioni, delle quali 8 attive e 4 di riserva. Il sintonizzatore UHF, è del tipo a sintonia continua da 470 a 790 MHz. La frequenza in centinaia di MHz è leggibile su un disco concentrico alla manopola di sintonia.

Le prese di antenna VHF e UHF sono entrambe ad ingresso bilanciato a 300Ω. Dovendo collegare il televisore ad una linea a 75 Ω occorre fare uso di adattatore.

Questi tipi di TV sono dotati di un circuito di sintonia automatica che ha il compito di mantenere la sintonia costante. Di conseguenza una volta effettuate le regolazioni è consigliabile inserire la sintonia automatica e non toccare più i comandi di sintonia manuale.

L'amplificatore di media frequenza lavora nel canale protetto 40-47 MHz, la portante video ha il valore di 45,75 MHz e quella audio di 40,25 MHz.

Sono presenti due prese supplementari, una destinata al magnetofono e l'altra per un eventuale altoparlante supplementare che può essere escluso od incluso tramite un interruttore posto vicino alle suddette prese.

Il tecnico deve tenere presente che i due condensatori elettrolitici C431 e C432 da 150 μF hanno delle caratteristiche speciali ed in caso di guasto non devono essere sostituiti con altri tipi di elettrolitici. Il condensatore C432 è isolato dal telaio e di conseguenza sul suo involucro metallico è presente una tensione elevata.

2. - VALVOLE USATE

In questi modelli sono usate 19 valvole, 1 cinescopio, 5 diodi al germanio e 2 diodi al silicio per l'alimentazione anodica, che fungono da circuito duplicatore, ed una fotoresistenza per la regolazione automatica della luminosità e del contrasto.

VO1 = EC88 amplificatrice radio frequenza UHF; VO2 = EC86 oscillatrice UHF; V_1 = ECC189 doppio triodo, amplificatrice RF VHF circuito cascode; V_2 = ECF86 triodo pentodo, oscillatrice VHF e convertitrice; V_3=EF183 pentodo, amplificatrice media frequenza; V_4 = EF80 pentodo, amplificatrice media frequenza; V_5 = EF80 pentodo,

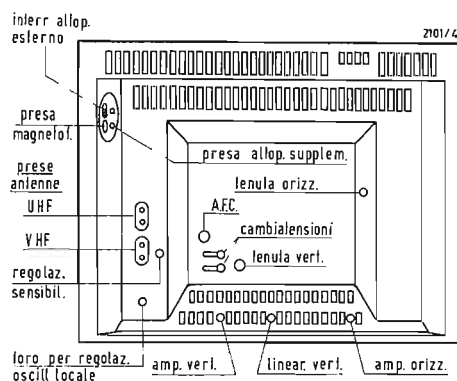



Fig. 1. - Vista posteriore del televisore con schienale.

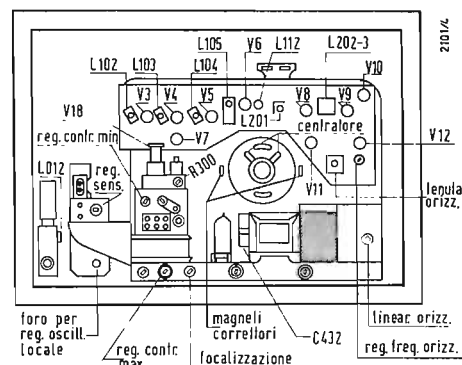



Fig. 2. - Vista posteriore del televisore senza schienale.

amplificatrice media frequenza; V_6 = = ECL84 pentodo, finale video, triodo-amplificatrice CAS; V_7 = ECH81 triodo-eptodo, separatrice di impulsi e soppressore di disturbi; V_8 = EF80 pentodo, amplificatrice limitatrice audio 5,5 MHz; V_9 = EABC80 triplo diodo, rivelatrice a rapporto e preamplificatrice bassa frequenza; V_{10} = EL84 pentodo, amplificatrice finale bassa frequenza; V_{11} = EAA91 doppio diodo, tensione CAF; V_{12} = ECC82 doppio triodo, amplificatrice di tensione CAF e oscillatrice di linea; V_{13} = EL500 pentodo, amplificatrice finale di linea; V_{14} = EY83 diodo smorzatore; V_{15} = = DY86 diodo rettificatore EAT; V_{16}= = ECL82 triodo pentodo, oscillatrice ed amplificatrice finale di quadro; V_{17}= = 191MP4 cinescopio per TV da 19" e 23BP4/03 cinescopio per TV da 23" oppure A59/16W; V_{18} = ECF82 triodo pentodo, amplificatrice circuito sintonia automatica.
Diodi a cristallo: 2/OA85; 1 SV130; 1 SV130; 1 SV1695; 1 S1695; OA70.

3. - REGOLAZIONI POSTERIORI

L'apparecchio è stato predisposto in fabbrica per la ricezione corretta con tutte le intensità di segnale. Solo nel caso di segnali molto deboli, cioè in presenza di effetto neve, o di segnali eccessivamente forti può essere necessario un piccolo ritocco del regolatore di sensibilità che è posto vicino alla presa di antenna VHF. Nel caso di segnali forti la regolazione dovrà essere fatta in senso orario, in presenza di segnali debolissimi in senso antiorario.
Per la regolazione della tensione di alimentazione esistono due bottoni: uno per la regolazione normale e l'altro per le regolazioni fini. Tali bottoni, per ragioni di sicurezza, devono essere svitati qualora si desideri asportare lo schienale posteriore.
Il comando di tenuta verticale non deve essere toccato dall'utente. La posizione corretta si ottiene ruotando il comando stesso fino a che l'immagine scorra lentamente dall'alto al basso, ruotandolo poi in senso orario di circa 30°.

Il comando di tenuta orizzontale non deve mai essere usato per centrare l'immagine orizzontalmente, ma per ottenere che il sistema automatico di sincronismo orizzontale si trovi al centro del suo campo di agganciamento. Con una regolazione eseguita in modo ortodosso, spegnendo ed accendendo il televisore o agendo sul commutatore e sul contrasto, il sincronismo orizzontale deve restare agganciato.

L'eventuale regolazione deve essere eseguita nel seguente modo:

a) Ruotare la manopola della tenuta orizzontale in senso antiorario fino all'arresto.

b) Spegnere e riaccendere il televisore, che certamente sarà fuori sincronismo orizzontale.

c) Ruotare in senso orario e lentamente, la manopola fino a raggiungere la posizione in cui l'immagine è sincronizzata.

d) Ruotare ulteriormente in senso orario la manopola di circa un giro.
Se in queste condizioni l'immagine non risulta più centrata sullo schermo è necessario ritoccare la centratura agendo sull'apposito centratore disposto sul giogo di deflessione.
Sempre nella parte posteriore del televisore esiste un foro contrassegnato AFC attraverso il quale è possibile regolare la taratura del circuito di sintonia automatica. Prima di effettuare un tale ritocco è indispensabile leggere il paragrafo relativo le regolazioni dell'oscillatore e della sintonia automatica.
Nella parte inferiore posteriore del televisore vi sono tre fori attraverso i quali si accede a tre potenziometri semifissi regolabili con cacciavite. I primi due consentono di regolare l'ampiezza e la linearità verticale, il terzo serve per la regolazione della larghezza orizzontale. È indispensabile eseguire quest'ultima regolazione per ottenere una giusta ampiezza orizzontale, non eccessiva, dato che una cattiva regolazione può pregiudicare la vita della valvola EL500 e di altre parti del televisore.

4. - ALTRE REGOLAZIONI

Asportando lo schienale si accede ai seguenti comandi:

a) *Centratore dell'immagine.* La centratura dell'immagine si ottiene ruotando il centratore attorno al giogo di deflessione. Questa operazione deve essere fatta dopo l'accertamento che la tenuta orizzontale si trovi al centro del campo di agganciamento, come è stato detto più sopra.

b) *Magneti correttori.* Hanno il compito di consentire la compensazione della *distorsione a cuscino* ai lati dell'immagine in alto, in basso, a sinistra e a destra. Tenere presente che i magnetini rotondi devono essere fatti ruotare tramite una chiave quadrata, dato che usando un cacciavite possono rompersi facilmente.

c) *Regolazione semifissa del sincronismo orizzontale.* Serve a centrare il campo di agganciamento, specialmente in caso di sostituzione della valvola V_{12}.

d) Attraverso un foro posto sulla scatola della EAT è possibile accedere al *regolatore della linearità orizzontale.* Questa regolazione deve essere effettuata tramite una chiave quadrata identica a quella indicata per i magneti correttori.

e) *Regolatore della focalizzazione.* Questo comando deve essere regolato fino ad ottenere il migliore compromesso tra la focalizzazione al centro ed ai bordi del cinescopio, con luminosità media.

f) *Regolatore del contrasto max.* Questa regolazione è quasi sempre necessaria dopo l'eventuale sostituzione della val-

vola V_6 (ECL84) tramite il regolatore R401. Per eseguire la stessa occorre portare il potenziometro di contrasto al massimo e quello di luminosità al minimo ed il commutatore in una delle posizioni di riserva ruotando il regolatore (fig. 2) fino ad ottenere una tensione di 100 V ai capi della resistenza di carico dell'amplificatore video (R129, 4700 Ω 4 W). Prima di iniziare tale operazione è necessario ruotare tutto in senso antiorario R401. La cellula fotoelettrica deve essere fortemente illuminata.

g) *Regolatore di contrasto minimo.* Generalmente tale operazione deve essere eseguita dopo la sostituzione della valvola V_6 e della V_{12}. Nel primo caso essa deve essere effettuata dopo aver regolato il contrasto al massimo.

Il televisore deve essere disposto per la ricezione del monoscopio con il potenziometro di contrasto al minimo e per una luminosità media. Agire sul regolatore R402 (fig. 2) in modo da ottenere il minimo contrasto sufficiente a mantenere il perfetto sincronismo (si devono avere circa 15 Vpp al catodo del cinescopio). La cellula fotoelettrica deve essere completamente oscurata.

h) *Regolatore della linearità verticale superiore.* Oltre al regolatore accessibile dallo schienale (fig. 4) sottostante al telaio si trova un altro regolatore R435 avente la funzione di permettere una migliore messa a punto della linearità verticale nella parte alta del quadro.

Fig. 3. - Complesso sintonia automatico.

5. - REGOLAZIONI RELATIVE ALL'OSCILLATORE LOCALE E LA SINTONIA AUTOMATICA

La sintonia del televisore deve essere effettuata sempre nel modo seguente: in ricezione VHF, con sintonia automatica esclusa, cercare con la manopola di sintonia VHF la migliore qualità dell'immagine. Passare quindi in ricezione UHF, e sempre con la sintonia automatica esclusa, sintonizzare la manopola di sintonia UHF, senza toccare quella relativa la sintonia VHF. Inserire la sintonia automatica e non toccare ulteriormente i comandi.

Nell'eseguire le suddette operazioni, che dovranno essere effettuate dopo che il televisore è rimasto acceso per circa quindici minuti, si potrà notare che la manopola di sintonia VHF si venga a trovare sensibilmente spostata dalla metà corsa od anche ad un estremo di essa e che inserendo la sintonia automatica la qualità dell'immagine peggiori. Detti inconvenienti possono essere dovuti ad un cattivo orientamento, o cattiva posizione dell'antenna o ad un disadattamento fra l'antenna, la linea di alimentazione e l'ingresso del televisore. L'inconveniente può essere eliminato ritoccando il nucleo dell'oscillatore locale VHF e la taratura del circuito *AFC*. Qualora lo scostamento sia molto accentuato, ed in particolare se è necessario eseguire un notevole spostamento del nucleo *AFC* L301 (fig. 3) ciò non è consigliabile dato che potrebbe essere causa di imperfetta ricezione o UHF o in VHF. In tal caso è indispensabile ricercare la causa dell'anomalia in modo da eliminarla. In presenza di piccoli spostamenti si agirà come segue:

a) In ricezione VHF con sintonia automatica esclusa, mettere il relativo comando a metà corsa e ritoccare il nucleo dell'oscillatore in modo da ottenere la migliore immagine. Il nucleo è accessibile dall'apposito foro sullo schienale

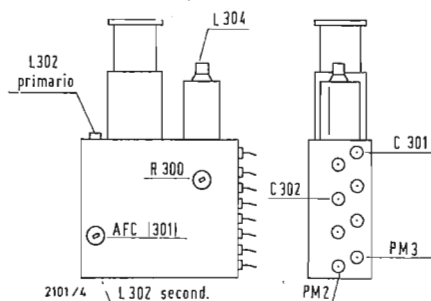
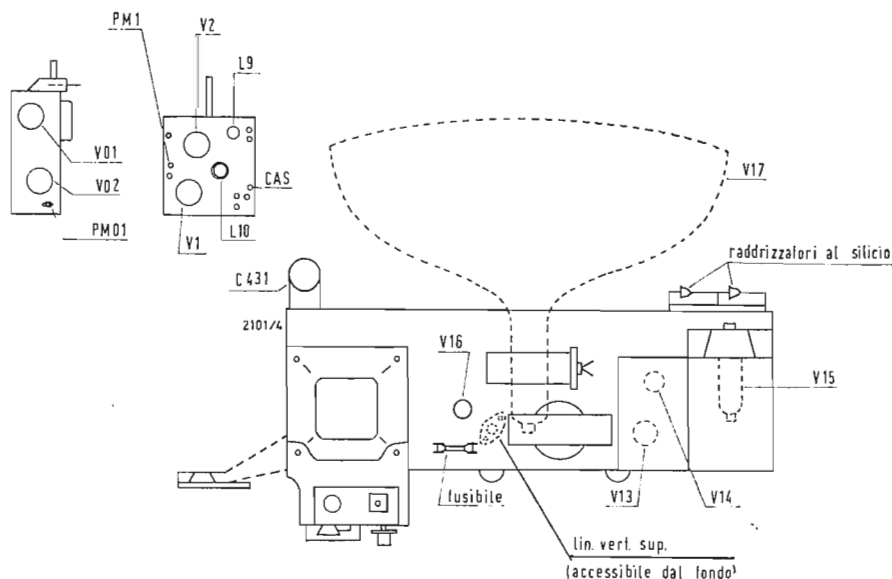



Fig. 4. - Vista superiore del telaio senza piastre.

Tabella delle tensioni

VALVOLA		TENSIONE FRA I PIEDINI DEGLI ZOCCOLI E MASSA								
Simbolo	Tipo	1 V	2 V	3 V	4 V	5 V	6 V	7 V	8 V	9 V
V1	ECC189	207			6,3		112			
V2	ECF86		—2*		6,3			110†	205	130
V3	EF183		15*			6,3		217	203	
V4	EF80	3				6,3		212		
V5	EF80	3		3	6,3			207	212	180
V6	ECL84		—20*	3	6,3		140 1)	4	1)	200 1)
V7	ECH81	14	0,1*	3,5		6,3	215	—17*	—1*	—2*
V8	EF80	0,2	—0,3*			6,3		1)	60	
V9	EABC80		—14	0,2	6,3			205	30	100
V10	EL84					6,3			—0,5*	205
V11	EAA91		—65*	6		3,5		195		
V12	ECC82	160*	—45*	6,3		4,5		68*		
V13	EL500	—43*		0,3	6,3		95	4*	8	6,3
V14	EY83						200			
V15	DY86					6,3				230
V16	ECL82	—28*	19							
			1)		225	6,3		215		115
V17	cinescopio	6,3	125							
			*	530	530		125*	175		
V18	ECF82§	170		100	6,3		215		5,8	

* Misurate con voltmetro a valvola ($Ri \geq 10\ M\Omega$).
† Calcolate mediante misura di corrente.
§ Con tasto in manuale.
1) Può essere diversa essendo funzione del segnale o della regolazione del circuito interessato.

(fig. 1) tramite un cacciavite di materiale isolante.

b) Inserire la sintonia e nel caso in cui la qualità dell'immagine peggiori, ritoccare il nucleo ACF in modo da riportarla nelle migliori condizioni.

c) Disinserire la sintonia automatica e passare in ricezione UHF sempre lasciando il comando sintonia VHF a metà corsa e sintonizzare con il comando di sintonia UHF.

d) Inserire la sintonia automatica e controllare che l'immagine sia ricevibile in modo perfetto; se ciò non si verifica occorre agire sulle antenne cercando di ottenere il massimo rendimento possibile.

6. - TARATURA APPROSSIMATIVA DEL SUONO

Dopo aver regolato la sintonia per la migliore immagine si porterà il comando di contrasto ad un valore piuttosto basso in modo da ottenere una immagine sbiadita ma correttamente sincronizzata quindi effettuare le seguenti regolazioni:

a) L201 in modo da ottenere la massima ampiezza del suono all'altoparlante, o meglio ancora con un voltmetro per tensione continua ad alta resistenza da 20.000 Ω/V collegato ai capi di C211.

b) L202 per il massimo suono all'uscita.

c) L203 per il minimo ronzio all'uscita e per una nota il più possibile pura e senza distorsioni.

d) L112 deve essere regolata per la minima interferenza del suono 5,5 MHz sull'immagine (da non confondere con le barre del suono, che sono un'altra cosa). Il contrasto deve essere piuttosto forte. Osservando le zone grigie del monoscopio, come abbiamo già spiegato ridurre l'interferenza al minimo.

7. - NOTE DI SERVIZIO

Rilievi delle forme d'onda con oscillografo.

Disponendo di un buon oscillografo calibrato in ampiezza, tutti i circuiti di sincronismo e di deflessione possono controllare con facilità rilevando le forme d'onda nei vari punti del circuito e confrontandole con quelle dello schema. Tali forme d'onda sono state ricavate da un televisore avente caratteristiche medie alimentato con tensione di rete corretta e ricevente un segnale a radio frequenza di 5 mV.

Tutti i comandi erano regolati per la migliore immagine, il contrasto per una tensione di 30 V picco a picco sul catodo del cinescopio.

Misura delle tensioni.

Nella tabella sono riportate le tensioni misurabili agli elettrodi di ciascuna valvola su un televisore funzionante regolarmente, nelle condizioni descritte nel paragrafo precedente.

A.

PORTALAMPADE CON PASSO EDISON MIGNON E SIMILI FUSO IN GOMMA OD ALTRO MATERIALE ANALOGO ASSIEME AI TERMINALI DELLE CODE CONDUTTRICI IN MODO DA RISULTARE PARTICOLARMENTE SICURO AGLI EFFETTI INFORTUNISTICI ED ASSOLUTAMENTE STAGNO.
Nadile Augusto (67-IC-6633)

LAMPADA CON PORTA LAMPADA A FLANGIA DI CENTRATURA MUNITI DI ELEMENTI DI FISSAGGIO ACCOPPIABILI TRA DI LORO.
N.V. Philips Gloeilampenfabrieken (67-IC-4433)

LAMPADINA AD INCANDESCENZA CON CAVITÀ INTERNA DELLO ZOCCOLO RIEMPITA DA UNA SCHIUMA RESINOSA.
Lo stesso (67-IC-5733)

CIRCUITO PER GENERARE TENSIONI DI DEVIAZIONE PER DERIVARE FASCI DI ELETTRONI DI UN TUBO A RAGGI CATODICI IN RISPOSTA A DEI SEGNALI DI ENTRATA A CIFRE.
A. B. Dick Company (67-IC-3433)

SISTEMA DI ACCENSIONE E ALIMENTAZIONE DI LAMPADE FLUORESCENTI CON BATTERIA DI ACCUMULATORI A BASSA TENSIONE.
Elettronica S.R.L. (67-IC-0133)

IMPIANTO PER IL CONTROLLO E LA MISURAZIONE DELLO SPESSORE DI SOTTILI PELLICOLE ELETTRICAMENTE CONDUTTIVE DISPOSTE SU UNA FACCIA DI ELEMENTI DI BASE ELETTRICAMENTE NON CONDUTTIVI QUALI LE PELLICOLE DI ALLUMINIO APPLICATE ALL'INTERNO DEI TUBI A RAGGI CATODICI.
General Electric Company (67-IC-5633)

STAGNO DI SALDATURA PER VALVOLE TERMOIONICHE.
Laubmeyer Gumther e Smits Marius (67-IC-8233)

DISPOSITIVO DI RITENUTA, COSTITUITO DA ZOCCOLO E PORTALAMPADA, PER TUBI ELETTRICI DI SCARICA, PARTICOLARMENTE LAMPADE LUMINESCENTI.
Patent Treuhand Gesellschaft für Elektrische Gluhlampen mbH (68-IC-6233)

PERFEZIONAMENTO NEI DISCRIMINATORI DI FREQUENZA.
Mero Peter G.S. (63 IP 627)

PERFEZIONAMENTI AI CIRCUITI INVERTITORI IMPIEGANTI TRANSISTORI.
Westinghouse Brake and Signal Company Ltd. (63 IP 557)

METODO PER LA RIDUZIONE DELLA ROTAZIONE DI FASE NEGLI AMPLIFICATORI DI LINEA A TRANSISTORI A LARGA BANDA DELLE APPARECCHIATURE A FREQUENZE VETTRICI.
Marconi Italiana S.p.a. (63 IP 927)

CIRCUITO PER IL CONTROLLO DEL LIVELLO DI USCITA DI UNO O PIÙ AMPLIFICATORI
Marconi's Wireless Telegraph Company Ltd. (63 IP 957)

PERFEZIONAMENTO NEI CIRCUITI DI GENERAZIONE DI IMPULSI.
National Cash Register Company. (63 IP 737)

PERFEZIONAMENTI ALLE ANTENNE A PIASTRA.
Compagnie Generale de Telegraphie Sans Fil. (64 IP 747)

ANTENNA AD ESPLORAZIONE ELETTRICA.
Lo stesso. (64 IP 477)

ANTENNA RADAR TRASPORTABILE E RISPETTIVAMENTE ANTENNA DIREZIONALE.
Metallwerke Friedrischshaften GmbH. (64 IP 677)

DISPOSITIVO PER LA TRASMISSIONE DI ONDE ELETTROMAGNETICHE.
Rohde e Schwarz Italiana S.R.L. (64 IP 067)

ISOLATORE DI RISONANZA ELETTRICA.
General Electric Company Ltd. (65 IP 707)

COMPLESSO RADIO RICEVENTE PARTICOLARMENTE ADATTO PER AUTOVETTURE CARATTERIZZATO DAL FATTO DI ESSERE COSTITUITO DA UNA PARTE MOBILE E DA UNA PARTE FISSA.
Lorenzetti Fabio. (64 IP 557)

PERFEZIONAMENTO DI UN APPARECCHIO PER FACSIMILE.
Creed and Company Ltd. (64 IP 127)

SISTEMA PER LA TRASMISSIONE DI SEGNALI TELEGRAFICI SU LINEE TELEFONICHE IN PARTICOLARE PER STABILIRE COLLEGAMENTI DI SEGNALAZIONE E CONTROLLO
General Telephone Laboratories incorporated. (64 IP 997)

RISONATORE A SPAZIO CAVO CON UN VARIABILE FATTORE DI QUALITÀ.
Budavox Budapesti Hiradastechnikai Vallalat. (64 IP 317)

DISPOSITIVO PER LA REGOLAZIONE DELL'EQUIVALENTE IN UNA LINEA DI TRASMISSIONE PROVVISTA DI AMPLIFICATORI DISTANZIATI AD INTERVALLI LUNGO DETTA LINEA.
Fabbrica apparecchiature per costruzioni elettriche standard S.p.a. (64 IP 767)

SISTEMA DI SEGNALAZIONE E DI CONTROLLO PER CIRCUITI TELEFONICI DI CENTRALI.
General Telephone Laboratories Incorporated. (65 IP 617)

PERFEZIONAMENTI APPORTATI AI DISPOSITIVI DI VERIFICA TEST DI PERCORSI PER RETI DI CONNESSIONE ELETTRONICA CON MARCATURA TERMINALE.
Lo stesso. (65 IP 367)

APPARECCHIO DI SORVEGLIANZA E DI CONTROLLO ATTO AD ESSERE COLLEGATO ALL'APPARECCHIO TELEFONICO DELL'UTENTE.
Secutiron A.G. (65 IP 047)

PERFEZIONAMENTI NEI TUBI PER TELECAMERE.
English Electric Valve Co. Ltd. (65 IP 897)

DISPOSIZIONE DI CIRCUITI PER MATERIALIZZARE CRITERI A CODICE A PIÙ FREQUENZE PARTICOLARMENTE ADATTA PER SISTEMI DI TELECOMUNICAZIONI.
Siemens und Halske Aktiengesellschaft. (65 IP 857)

RICEVITORE A FREQUENZA FONICA PER CRITERI A CODICE A PIÙ FREQUENZE IN IMPIANTI DI TELECOMUNICAZIONI SPECIALMENTE IN IMPIANTI TELEFONICI.
Lo stesso. (65 IP 877)

DISPOSITIVO PER PROVVEDERE SEGNALI DI CHIAMATA IN APPARECCHI TELEFONICI PARTICOLARMENTE DEL TIPO A MICROTELEFONO VERTICALE.
Telefonaktiebolaget L. M. Ericsson. (65 IP 727)

PERFEZIONAMENTI NEI CIRCUITI DI SINTONIA PER RICEVITORI FUNZIONANTI SUL PRINCIPIO DELLA SUPERETERODINA.
N. V. Philips Gloeilampenfabrieken. (66 IP 517)

PERFEZIONAMENTI NEI SISTEMI DI BOBINE DI DEFLESSIONE PER TUBI DI IMMAGINE TELEVISIVI.
Lo stesso. (66 IP 527)

SISTEMA PERFEZIONATO DI TRASMISSIONE TELEVISIVA NEL QUALE DEFORMAZIONI PROVOCATE IN UN MEZZO DEFORMABILE DA UN FASCIO ELETTRONICO VENGONO UTILIZZATE PER PRODURRE UNA IMMAGINE VISIBILE.
Lo stesso. (66 IP 667)

CHI DESIDERA COPIA DEI SOPRACITATI BREVETTI, PUÒ RIVOLGERSI all'*Ufficio Tecnico Internazionale Brevetti:*
« ING. A. RACHELI & C. »
Viale San Michele del Carso, 4 - Milano (Italia)
Tel. 468914-486450

dott. ing. Antonio Longhi

Il preamplificatore Varislope - Mono della Leak*

1. - FUNZIONE

Il Varislope Mono è stato progettato per fornire la fedeltà più alta possibile con dischi, radio e nastri magnetici quando venga usato in unione agli amplificatori Leak TL/12 Plus, o TL/25 Plus, o TL/50 Plus della serie « Point One ».

(« Point One » è il marchio della H. J. Leak e Co., Ltd. In origine era stato applicato ai primi amplificatori di potenza aventi una distorsione totale dello 0,1 % assunta come punto uno, quando nel giugno 1945, H. J. Leak MIERE rivoluzionò gli standard di prestazione degli amplificatori audio progettando l'originale serie « POINT ONE »).

L'aspetto è di semplicità elegante e funzionale sia che l'apparecchio sia usato libero a sè, sia che venga montato in un mobile col pannello frontale incorniciato con qualsiasi legno. La verniciatura decorativa è nera, argento e grigia.

2. - CIRCUITO

Il preamplificatore è composto da due stadi a basso rumore e a bassa distorsione con controllo di tono a reazione. Il primo stadio serve per la compensazione delle curve di registrazione dei dischi mediante l'uso della controreazione selettiva. Il secondo stadio comprende circuiti di controllo di tono a reazione, che forniscono un controllo variabile con continuità sia delle frequenze basse, sia delle alte, e incorpora inoltre il famoso circuito Leak del filtro detto « Varislope ».

Le sensibilità date sotto danno la piena potenza di uscita degli amplificatori di potenza Leak TL/12 Plus, TL/25 Plus o TL/50 Plus, con un segnale di 1 kHz, coi controlli di tono in posizione « piatta » ed il regolatore di volume al massimo. Il preamplificatore riceve automaticamente la sua alimentazione di accensione ed anodica quando venga connesso con un amplificatore di potenza Leak.

3. - CARATTERISTICHE, COMODITÀ E PRESTAZIONE

Tubi elettronici: 2/EF86 o Z729 o 6267 (tipi normali internazionali di larga disponibilità in tutto il mondo).

Selettore di ingressi: Commutatore a cinque posizioni, che permette la scelta delle entrate da:

Fonorivelatore: Sensibilità 3,5 mV_{eff}. Caratteristica: RIAA normale universale per dischi stereo e monofonici. Impedenza 70 kΩ circa;

Testina di magnetofono a nastro: Sensibilità 3 mV_{eff}. Caratteristiche:

— Europea; 9,5 cm/sec, con controlli di tono in posizione ore 12;

— NARTB; 9,5 cm/sec, con controllo dei bassi in posizione ore 2 e controllo degli acuti in posizione ore 11;

— CCIR; 19 cm/sec, con controllo bassi in posizione ore 3 e controllo acuti in posizione ore 1;

— NARTB; 19 cm/sec, con controllo bassi in posizione ore 4 e controllo acuti in posizione ore 1.

Con testine di prezzo modesto, giustamente adattate, la risposta in riproduzione è uniforme entro ± 1 dB da 50Hz a 10 kHz, con i comandi nelle posizioni suddette. La risposta può essere estesa da 40 Hz a 15 kHz con testine migliori esattamente regolate e con lievi manipolazioni dei controlli di tono. Impedenza di entrata 120 kΩ circa;

Sintonizzatore: Sensibilità 50 mV_{eff}. Caratteristica piana. Impedenza di entrata 70 kΩ circa;

(*) Il materiale contenuto in questo articolo ci è stato gentilmente offerto dalla SIPREL di Milano, rappresentante per l'Italia dei prodotti LEAK.

Fig. 1. - Il preamplificatore Varislope Mono.

Fig. 2. - Vista posteriore del Varislope Mono.

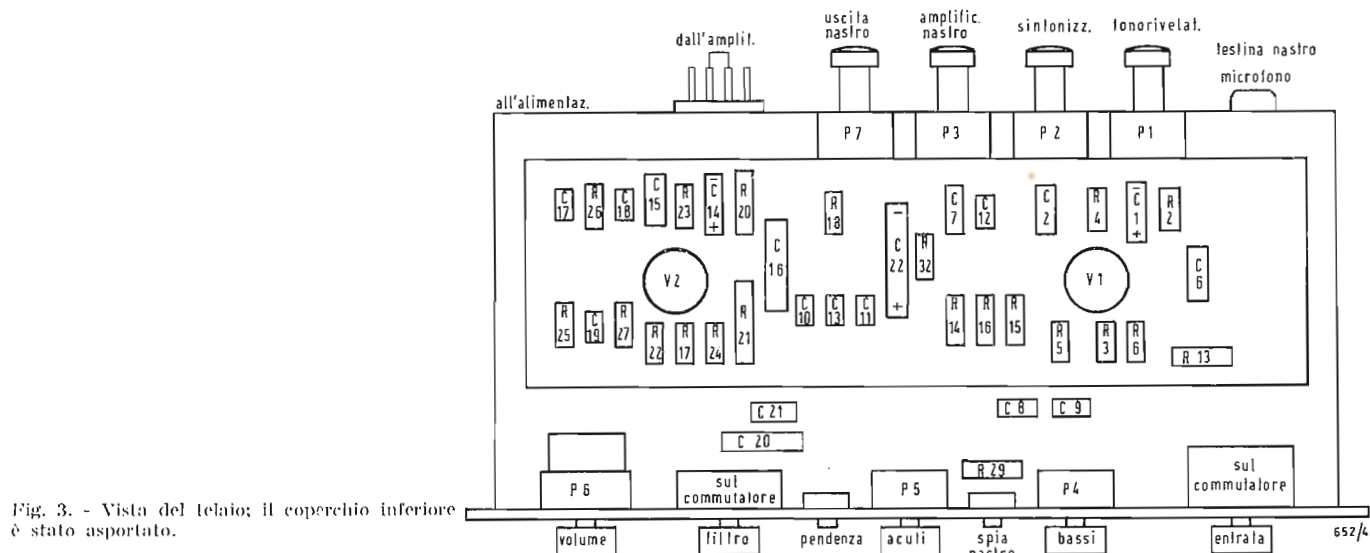



Fig. 3. - Vista del telaio; il coperchio inferiore è stato asportato.

Microfono: Sensibilità 3 mV_{eff}. Caratteristica piana. Impedenza di entrata 150 kΩ circa;

Amplificatore del nastro: Sensibilità 125 mV_{eff}. Per (1) l'uscita di riproduttori a nastro equalizzati, (2) qualsiasi sintonizzatore radio, (3) ricevitore del suono TV, o (4) qualsiasi altra entrata uniforme. Caratteristica piana. Impedenza di entrata 70 kΩ circa.

Controllo dei bassi: Variabile con continuità, ± 14 dB a 50 Hz.

Controllo degli acuti: Variabile con continuità, ± 14 dB a 20 kHz.

Controlli del filtro e della pendenza.

Il « filtro » può essere usato per effettuare un controllo energico delle alte frequenze. Quando il comando è in posizione « 9 » nel circuito viene inserito un filtro, la frequenza di taglio è 9 kHz (cioè questa è la frequenza per la quale la risposta cade di 3 dB). Si possono ottenere le altre frequenze di taglio a 6 kHz e a 4 kHz. Il comando « Slope » (= pendenza) varia la velocità di attenuazione al di sopra della frequenza di taglio da 10 dB ottava (« Graduale ») a 25 dB/ottava (« Ripido »). I comandi « Filtro » e « Slope » insieme col controllo « Treble » (= acuti) forniscono un campo vastissimo di attenuazione delle alte frequenze, che è utilissimo per la riproduzione di musica in cui vi sia alta distorsione delle frequenze alte: con essi è allora possibile eliminare gran parte dei disturbi offensivi e rendere chiaro un minimo di contenuto musicale.

Il controllo « Slope » è inattivo quando il « Filtro » è in « Off » (= escluso).

Controllo di volume con interruttore « acceso / spento »: Questo regolatore controlla la potenza fornita all'amplificatore di potenza (Leak) collocato lontano.

Commutatore monitore del nastro: Questo commutatore consente il confronto istantaneo fra il segnale originale ed il segnale registrato (con registratori a nastro aventi una testina di riproduzione separata ed amplificatori di registrazione e di riproduzione separati).

Luce del pannello: Il pannello è provvisto di una memoria visiva che segnala che l'apparecchio è alimentato quando la lampadina è accesa.

Possibilità sul pannello posteriore:

1. Le uscite per il registratore a nastro segnate « Record » permettono di registrare con dischi, radio, nastro o microfono. Il livello di uscita normale è 125 mV, ma un controllo pretarato è disposto per ridurre l'uscita e per consentire di connettere lo zoccolo « Record » ad un ingresso di alta sensibilità sul registratore a nastro.

2. Bocchettoni e zoccoli coassiali di tipo normale internazionale sono impiegati per le connessioni di tutte le entrate e per l'uscita del nastro.

3. Si sono adottati controlli predisposti per la regolazione del livello dei segnali di entrata da « Pickup » (= fono rivelatore), « Tuner » (= sintonizzatore) e « Tape Amp. » (= amplificatore del nastro).

4. Uno zoccolo maschio octal, segnato « From Amplifier » riceve il connettore femmina terminale del cavo di 1,2 metri, che è fornito per collegare il preamplificatore all'amplificatore di potenza Leak.

5. Uno zoccolo bipolare segnato « Switch » riceve il terminale e il cavo che lo connette all'amplificatore di potenza Leak per controllare la sua alimentazione in c.a.

6. Una speciale staffa a forma di U e viti speciali sono fornite per il rapido e

facile montaggio del « Varislope Mono » in un mobile.

Distorsione armonica totale: Minore dello 0,01 % per 125 mV di uscita (che può pilotare qualunque amplificatore di potenza Leak). Minore dello 0,1 % per 1,25 V di uscita (dieci volte superiore alla tensione richiesta per alimentare un amplificatore di potenza Leak).

Ronzio e rumore: Se connesso in un amplificatore di potenza Leak, la tensione di ronzio e di rumore è circa 60 dB sotto la piena potenza di uscita nelle posizioni « Sintonizzatore » e « Amplificatore del nastro », e circa — 52 dB con le altre entrate, coi controlli di tono in posizione di ore 12 ed il volume al massimo.

Dimensioni: Pannello frontale 29,2 × × 10,8 cm Telaio 26,6 × 9,5 × 12,7 cm (profondità).

Questo apparecchio può essere usato come unità a sè stante (sopra un tavolo o uno scaffale) o può essere montato in un mobile sopra un pannello di qualsiasi spessore attraverso un'apertura di 27 × 9,85 cm.

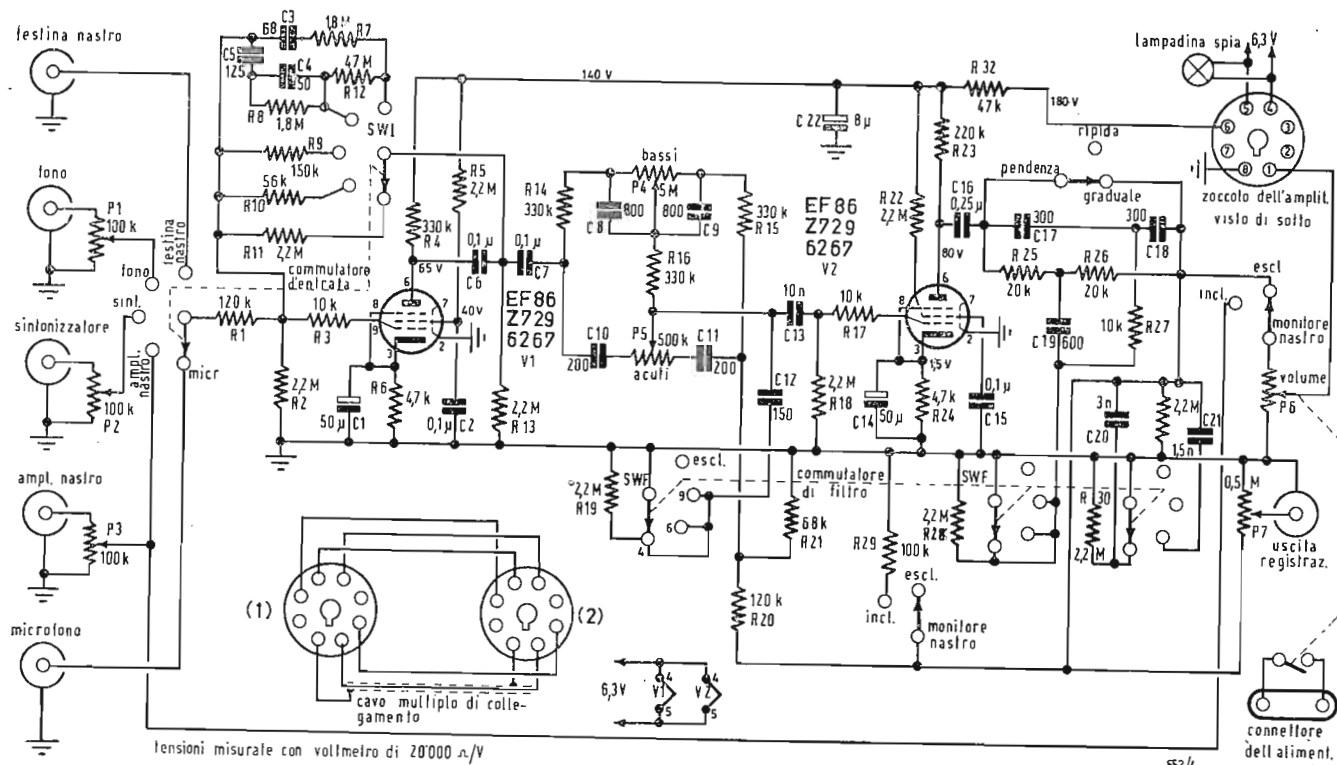
Installazione, messa in funzione e manutenzione: Ciascun amplificatore è accompagnato da dettagliate istruzioni e dal disegno dello schema elettrico. L'installazione e la messa in funzione sono semplici.

Il preamplificatore Varislope Mono e l'amplificatore TL/12 Plus se usati con gli equipaggiamenti complementari migliori a disposizione danno all'amatore di musica una qualità di riproduzione monofonica non facilmente superabile.

Anche quando l'equipaggiamento complementare è più scadente di quello migliore che si possa ottenere, l'uso di questi amplificatori permetterà di ottenere miglioramenti molto spiccati della riproduzione.

Gli amplificatori Leak sono stati adottati dalla BBC (su 500 esaminati), dalla South African Broadcasting Corporation (600), da I TV, da molti altri stati del Commonwealth e in impianti d'oltremare radio e TV, che li usano per trasmettere e/o controllare (controllo di qualità) le trasmissioni che voi ascoltate. Ancora, molti dischi grammofonici che voi acquistate sono incisi attraverso amplificatori Leak. Questa accettazione da parte di ingegneri professionisti audio ha condotto ad una richiesta di apparati Leak da parte degli amatori della musica in tutto il mondo.

È giusto qui menzionare uno dei principi fondamentali della lavorazione Leak. Per lunga esperienza e grazie all'estrema attenzione nello studiare i dettagli nel lavoro di preparazione e sviluppo dei modelli campione prima della produzione, la Casa Leak ha raggiunto una forte produzione per uomo-ora. Il costo della mano d'opera così risparmiato supera l'aumento dei costi intervenuto per i materiali di alta qualità, per componenti e finitura, e ciò insieme con la produzione di massa (resa possibile solo attraverso il mercato mondiale) spiega come prodotti di qualità possano essere venduti a prezzi ragionevoli. *A*

Fig. 4. - Schema circuitale del preamplificatore LEAK Varislope Mono. (1) Connettore maschio per la connessione dello zoccolo segnato « preamplificatore » di qualsiasi amplificatore di potenza LEAK (visto dall'esterno). (2) Connettore femmina per la connessione dello zoccolo segnato « dall'amplificatore » sul preamplificatore (visto dall'esterno).

dott. ing. Antonio Turrini

L'errore di pista nella riproduzione fonografica*

È CURIOSO constatare che i più vecchi problemi, la soluzione dei quali sembrava meglio assicurata, i risultati dei quali dovrebbero essere perfettamente conosciuti, ritornano sempre sul tappeto, perchè l'influenza corrosiva degli anni ne fa scordare la soluzione e nessuno si preoccupa di riconsiderare i calcoli talvolta lunghi e noiosi.

Così per esempio, si poteva credere che si fosse detto tutto sull'errore di pista dei nostri bracci fonografici comuni e sulla sua correzione ottima, dopo un certo studio di B. B. Bauer, pubblicato nel marzo 1945 in *Electronics* (Tracking angle in phonograph pickups,) completata nel giugno 1949, sempre in *Electronics* (Pickup placement).

Forse si era detto tutto, ma molti sembrano averlo dimenticato; diversamente sarebbe difficilmente spiegabile il trovare nel 1964 — e se ne trova — persone che possono ancora meravigliarsi che vi siano ingegneri così pazzamente intestati che pervengono ad annullare due volte l'errore di pista su un disco di 30 cm (mentre il nocciolo della vera questione non sta lì), o che possono accettare, senza aggrottare le ciglia, valori massimi dell'errore di pista troppo belli per essere veri; è da credere che la geometria dei giradischi cessi di essere euclidea.

Noi ritorniamo dunque su questo vecchio argomento della concezione ottima — dal punto di vista geometrico — di un braccio di riproduzione fonografica e forse, strada facendo, potremo ricavarci qualche risultato interessante.

Poniamo nettamente il problema. In registrazione il tagliatore, guidato dal ponte di incisione, si sposta secondo un raggio del disco. L'ideale sarebbe che in riproduzione, la puntina rivelatrice faccia lo stesso; cioè si sposti sulla superficie del disco secondo un raggio. Ciò non è impossibile; si sono avute numerose realizzazioni di bracci di riproduzione radiali, alcune delle quali erano estremamente ingegnose. L'ultima, per quanto ne sappiamo, fu pure presentata in occasione della recente « Fiera Audio » inglese e bisogna riconoscere la grandissima abilità del suo promotore Mr. A. R. Rangabe.

Che questa idea sia commercialmente accettabile — al di fuori della stretta cerchia di amatori ultra precisi, infatuati di tecnica quanto di belle audizioni — è un altro affare. Sembra ben stabilito che nessun braccio radiale sia arrivato ad eguagliare, neppure lontanamente, l'estrema comodità del braccio classico, che impone alla puntina riproducente una traiettoria circolare sulla superficie del disco. Questa soluzione è straordinariamente semplice, suscettibile di grandi perfezionamenti meccanici (il braccio SME ne è un esempio notissimo), si applica facilmente a tutti i tipi di giradischi e, a conti fatti, anche se è imperfetta, rimane sufficiente-

(*) Tradotto da *Revue du Son*, n. 135-136, pagg. 309-311.

Fig. 1 - Disposizione dei diversi elementi geometrici riguardanti la determinazione dell'errore di pista. Gli angoli sono misurati algebricamente, il senso positivo delle rotazioni è il senso trigonometrico usuale.

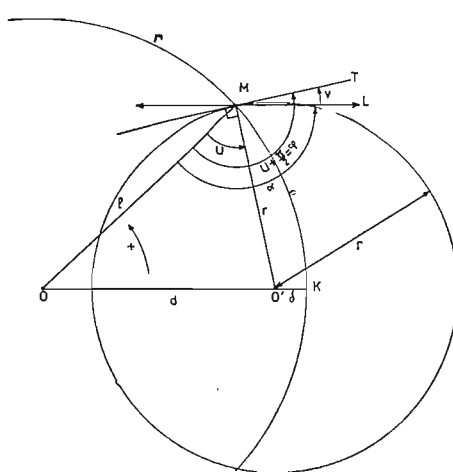



Fig. 2 - Studio dell'errore di pista nel caso di $l \leq d$. I luoghi dei punti M, tali che l'angolo OMO' conservi un valore costante sono costituiti, come ognuno sa, da archi di cerchio limitati ai punti O e O' (archi capaci). La condizione $l \leq d$, fa sì che l'arco di cerchio Γ descritto da M (punto di riproduzione) interseca ciascun arco capace una sola volta, da una stessa parte di OO'. Nel caso considerato in figura, la variazione totale dell'angolo u si misura con l'angolo $\omega_1 \widehat{O} \omega_2$.

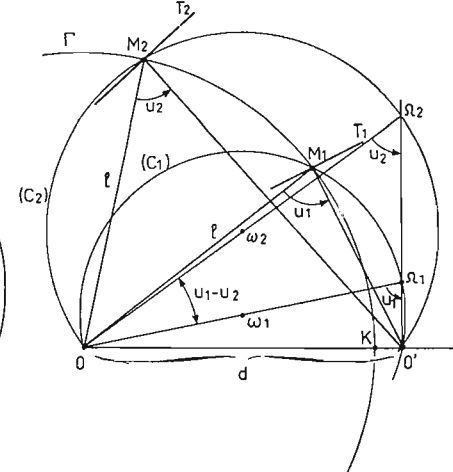
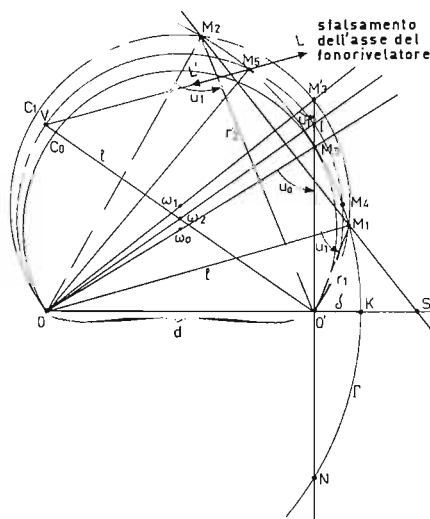



Fig. 3 - Studio dell'errore di pista nel caso di $l > d$. Questa volta gli angoli $\widehat{OMO'}$ sono sempre acuti e la condizione $l > d$ fa sì che l'arco Γ possa intersecare certi archi capaci, come c_1, in due punti; uno degli archi capaci, c_0, è tangente a Γ. Gli archi capaci corrispondenti a $u > u_0$ non intersecano Γ. La variazione totale di u, ancora misurata dall'angolo $\omega_0\widehat{O}\omega_1$ è molto più piccola che per la fig. 2, se si fa in modo che M_1 e M_2, per r_1 ed r_2 giacciano sullo stesso arco capace, perchè si ritrovano quando M percorre l'arco M_3M_2 gli stessi angoli di quando esso giaceva sull'arco M_1M_3.

mente accettabile, poichè i suoi difetti non possono praticamente mai essere rivelati; essendo celati da altri più importanti e assolutamente inevitabili, o che lo erano ancora recentemente, poichè certe tecniche nuove, ma non generalizzate, avrebbero lo scopo principale di eliminarli.

Ciò detto, torniamo al nostro problema del braccio classico. Poichè i solchi di un disco possono essere assimilati ad un insieme di cerchi concentrici e poichè non esiste un cerchio ortogonale ad un tale insieme, ne consegue che l'asse del fonorivelatore non può restare costantemente tangente al solco. Si chiama *errore di pista* l'angolo acuto (vedi fig. 1) formato dalla tangente MT al solco passante per l'estremità M della puntina di riproduzione, e l'asse ML del fonorivelatore (supposto rigidamente legato al braccio OM). Considerazioni di simmetria (non si tratta per il momento che di incisione laterale) rendono intuitivo che solo conta il valore assoluto dell'angolo v, e non il suo senso o la sua misura algebrica.

Si è dunque condotti a pensare che tutto andrebbe per il meglio se $|v|$ rimanesse il più piccolo possibile su tutta la superficie del disco, tra i raggi estremi r_1 ed r_2 della zona recante l'incisione ($r_1 < r_2$). È chiaro che la variazione dell'angolo $\widehat{OMT}$ è uguale a quella di u; in conseguenza, dando all'asse del fonorivelatore una direzione ML tale che l'angolo $\widehat{OML}$ sia la media aritmetica dei valori estremi di $\widehat{OMT}$, la variazione massima di v, in valore assoluto, si trova ridotta alla metà di quella di u. Resta perciò da minimizzare la variazione di u fra r_1 e r_2.

Se tutto il problema consistesse in ciò, si potrebbe trattarlo direttamente senza calcoli, col solo ausilio della geometria elementare. Si esporrà la soluzione trigonometrica, suscettibile di estensione ad altri problemi; riporteremo in appendice qualche indicazione relativa alla soluzione geometrica.

Disponiamo dunque di un braccio di lunghezza l, oscillante intorno ad un asse verticale O, alla distanza d dal centro O' del disco, di cui la parte incisa è compresa all'interno di una corona, i cui raggi estremi sono r_1 e r_2 ($r_1 < r_2$).

Supporremo anche che il punto M, estremità della puntina di riproduzione, rimanga sempre dal medesimo lato della retta OO' (secondo la fig. 1, nel semipiano al di sopra di OO'). Se, come in fig. 1, O' è a destra di O, è chiaro che il valore principale dell'angolo algebrico $(\widehat{MO, MO'}) = u$, formato dalle rette MO e MO', rimane positivo (il senso trigonometrico usuale essendo qui adottato come senso positivo, e gli angoli computati in radianti, per la massima semplicità). In queste condizioni una determinazione dell'angolo algebrico $(\widehat{MO, MT})$ formato dal braccio riproduttore e dalla tangente al solco, è misurata dal numero positivo

$$\varphi = u + \frac{\pi}{2} \ (\text{mod. } \pi).$$

Se chiamiamo α il valore positivo dell'angolo algebrico $(\widehat{MO, ML})$, del braccio con l'asse del fonorivelatore, si vede che l'angolo algebrico $(\widehat{ML, MT})$ è misurato da

$$v = u + \frac{\pi}{2} - \alpha \ (\text{mod. } \pi),$$

ovvero $v = \varphi - \alpha$.

Nel triangolo MOO' si ha (r = raggio del solco):

$$d^2 = l^2 + r^2 - 2lr \cos u \qquad (1)$$

da cui

$$\cos u = \frac{l^2 - d^2 + r^2}{2\,l\,r} = \text{sen} \left(\frac{u + \pi}{2} \right) = \text{sen}\ \varphi. \qquad (2)$$

L'angolo $(\widehat{MO, MO'}) = u$, appartenendo ad un triangolo è completamente determinato dal suo coseno e, d'altra parte, sappiamo che è positiva.

In altre parole, a ciascun valore di r, tale che:

$$\left| \frac{l^2 - d^2 + r^2}{2\,l\,r} \right| \leqq l,$$

corrisponde un unico valore di u ed un unico punto M.

Poichè ci interessa solo la variazione di u sul disco, possiamo ottenerla per mezzo della variazione del suo coseno; ciò che porta a calcolare, in funzione di r, la derivata:

$$(\cos u)' = \frac{r^2 - (l^2 - d^2)}{2\,l\,r^2}. \qquad (3)$$

Due casi sono allora possibili:

Primo caso: $l \leqq d$ (fig. 2). Il punto O' è esterno al cerchio Γ di centro O e raggio l descritto dal punto M (eccezionalmente su questo cerchio). Comunque, $r \neq 0$; $(\cos u)' > 0$; la funzione $\cos u$ è crescente e in conseguenza u diminuisce dal valore assunto per r_1 a quello competente a r_2. Non ci attarderemo su questa ipotesi; non è agevole minimizzare le variazioni di una grandezza sempre crescente o sempre decrescente.

Secondo caso: $l > d$ (fig. 3). O' è interno al cerchio Γ, e l'angolo u resta sempre inferiore a $\pi/2$ (M esterno al cerchio di diametro OO'). Questa volta $(\cos u)' = 0$ per il raggio $r' = \sqrt{l^2 - d^2}$; [$(\cos u)' > 0$ quando $r > r'$, $(\cos u)' < 0$ quando $r < r'$].

Cos u passa dunque per un minimo; ciò significa che u raggiunge un valore massimo

$$u_0 = \text{arc cos} \frac{\sqrt{l^2 - d^2}}{l};$$

$$0 < u_0 < \frac{\pi}{2}. \qquad (4)$$

Ora, è ben noto che una funzione varia sempre abbastanza lentamente intorno

(continua a pag. 471)

dott. ing. Antonio Contoni

Sistemi di altoparlanti centrali e distribuiti

Il primo passo nella progettazione acustica di un sistema di amplificazione del suono è la scelta fra due possibilità fondamentali relative agli altoparlanti: il sistema centrale o il sistema distribuito.
Un sistema di altoparlanti centrali generalmente sfrutta un sol gruppo di altoparlanti, collocato vicino alla viva sorgente del suono da amplificare. Diversi gruppi, tre o cinque, sono necessari per impianti stereo o multicanali, ma ciascuno di questi canali deve provvedere al completo ricoprimento di tutto l'ambiente. I sistemi con altoparlanti distribuiti, d'altra parte, impiegano un numero molto grande di altoparlanti distribuiti nell'area di ascolto, ognuno servendo una limitata zona di coprimento.

LA SCELTA fra i due tipi fondamentali di impianti di altoparlanti deve essere basata sui seguenti fattoi:
sata sui seguenti fattori:
a) la posizione della sorgente viva o visiva (se c'è) rispetto all'uditorio;
b) le caratteristiche dell'ambiente acustico;
c) il livello del rumore di fondo prevedibile;
d) considerazioni locali particolari.

1. - POSIZIONE DELLA SORGENTE SONORA

Spesso la posizione della sorgente viva non può essere inchiodata in un'area definita, e l'impianto deve essere concepito in modo da potervi installare microfoni in qualsiasi posizione. In questo caso il sistema centrale non è pratico e diviene generalmente necessario un sistema di altoparlanti distribuiti.
Per esempio i comuni impianti sonori per sale da ballo di alberghi devono essere progettati prevedendo prese di microfoni ad ogni tavolo entro il locale. La soluzione consiste usualmente in un impianto di altoparlanti distribuiti, con altoparlanti montati sul soffitto con interruttori di esclusione degli altoparlanti, interruttori che permettano di escludere il ricoprimento in vicinanza delle postazioni del microfono attivo.
Tentando di servire una vasta sala da ballo con un unico gruppo centrale di altoparlanti, corriamo due rischi: 1. un microfono entro il campo dell'altoparlante può dar luogo a fenomeni di reazione; 2. la persona che parla a una certa distanza dall'altoparlante, può udire la sua propria voce proveniente dall'altoparlante con un ritardo di tempo sufficiente a provocare difficoltà nel parlare, e gli ascoltatori vicini possono udire il suono dell'altoparlante come un'eco della voce naturale. Gli impianti di altoparlanti distribuiti, rappresentano perciò generalmente la miglior disposizione fondamentale per sale di riunioni affollate o di esposizioni, come anche per sale da ballo e per qualsiasi altro ambiente in cui la presa col microfono sia probabilmente distribuita sopra una vasta area.
Un impianto centrale correttamente progettato di altoparlanti fornisce però un alto grado di realismo direzionale e di intelliggibilità quando gli altoparlanti sono in giusta relazione alla viva sorgente sonora.
Un teatro del tipo a proscenio si presta da sè molto bene all'impianto di altoparlanti centrali, perchè le sorgenti sonore attive sono posizionate nello stadio con una relazione spaziale fissa rispetto agli ascoltatori. Molti auditori sono previsti per lettori, attori o musicanti, che parlano o suonano da una piattaforma o da un tavolo; allora si deve usare un sistema centrale, se non sia proibito da altri fattori.
Talvolta uno spazio può essere meglio servito da entrambi i tipi di impianti. Una sala da ballo può avere un impianto centrale di rinforzo dello stadio o per le attività del pubblico, ed un impianto distribuito per banchetti o altre eventualità. Analogamente, un vasto auditorio può impiegare un sistema centrale di rinforzo dei lettori, ed un sistema distribuito per l'amplificazione durante le discussioni alle quali partecipano gli auditori.
Un vantaggio acustico di un gruppo centrale di altoparlanti sopra un semplice sistema distribuito in uno spazio adatto per un gruppo centrale di altoparlanti è illustrato in fig. 2. Se si impiega il sistema distribuito di altoparlanti, gli ascoltatori collocati in fondo all'auditorio udiranno prima il suono amplificato vicino, poi il suono vivo, entrambi diretti e rinforzati dalle superfici riflettenti il suono della parte anteriore dello stadio.
Il suono vivo può arrivare all'orecchio dell'ascoltatore con un tempo di ritardo abbastanza grande, successivamente al suono amplificato, per essere udito come un'eco, o almeno, se non riscontrabile come un'eco distinta, può interferire seriamente a danno dell'intelliggibilità della parola.
L'uso di apparecchiature ritardatrici, come circuiti a nastro e tamburi magnetici con impianti distribuiti, spesso può far superare questa difficoltà ed assicurare che i suoni vivi e amplificati arrivino all'orecchio dell'ascoltatore nello stesso istante, specialmente quando si usano impianti distribuiti di altoparlanti [(1) v. pag. 465].
I sistemi centrali di altoparlanti possono di solito fornire un realismo direzionale con maggior facilità dei sistemi di altoparlanti distribuiti.
Se un unico gruppo di altoparlanti sta direttamente sopra la posizione della sorgente viva, il meccanismo dell'udito umano generalmente localizzerà il suono amplificato come proveniente dalla sorgente viva, per due ragioni:
1. se l'amplificazione totale provvista non è maggiore di 10 dB, l'ascoltatore localizzerà tutti i suoni come provenienti dalla direzione del primo suono che arriva; con la normale geometria

---

D. L. KLEPPER, Central — versus — distributed loudspeaker systems, *Audio*, giugno '64, pagg. 19-22.

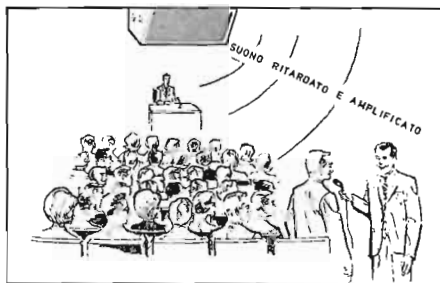



Fig. 1 - Impianti di altoparlanti centrali non devono essere usati in ambienti dove la posizione della sorgente del suono diretta non è nota.

dell'ambiente, il suono vivo arriverà all'orecchio dell'ascoltatore pochi millisecondi dopo del suono amplificato (2);
2. poichè i nostri orecchi sono ai lati della nostra testa, noi tendiamo a localizzare una sorgente sonora molto più efficientemente quando è disposta su un piano orizzontale piuttosto che in un piano verticale. Perciò noi siamo più facilmente portati a trascurare uno spostamento verticale della sorgente sonora (3).
Infine dobbiamo ricordare che il realismo direzionale può essere dato solamente da un sistema centrale di altoparlanti quando è nota la sua correlazione con la viva sorgente del suono e quando il complesso di altoparlanti è correttamente studiato.

2. - CARATTERISTICHE ACUSTICHE DELL'AMBIENTE

Nell'auditorio illustrato in fig. 2, l'ascoltatore sul fondo riceve il suono vivo sia direttamente, sia per riflessione dalla superficie del soffitto. L'energia riflessa arriva pochi millisecondi dopo l'energia diretta e provoca rinforzo. Ancora, il suono dal gruppo centrale di altoparlanti viene diretto agli uditori con un poco di attenuazione oltre la legge del quadrato dell'inverso, ed anche il suono amplificato riceve qualche rinforzo dalla superficie del soffitto riflettente il suono. In queste condizioni la parete posteriore deve essere assorbente acustica e/o sufficientemente discontinua per diffondere il suono e minimizzare qualunque possibilità di eco disturbante nella parte anteriore dell'auditorio. In generale abbiamo trovato che gli auditori che sono studiati per un efficiente rinforzo del suono diretto dall'area dello stadio agli ascoltatori, sono i luoghi dove gli impianti centrali di altoparlanti vengono meglio impiegati.
L'ambiente illustrato in fig. 3 presenta un contrasto. Qui, un soffitto basso e assorbente del suono fornisce un poco di rinforzo dell'energia del suono diretto, e il principale cammino di trasmissione del suono dall'oratore all'ascoltatore presenta materiale assorbente acustico su entrambi i lati; il soffitto assorbitore del suono al di sopra, e gli ascoltatori pure assorbitori del suono, al di sotto. In questo esempio il suono vivo è assorbito molto efficacemente; in modo molto simile il rumore di apparati meccanici viene ridotto nel suo viaggio lungo un condotto lineare attenuatore del suono.
Un sistema centrale di altoparlanti non sarebbe una buona soluzione per un simile ambiente. Esso non potrebbe essere montato sufficientemente alto sopra l'oratore per fornire un guadagno sufficiente senza reazione. Inoltre, se venisse montato da una parte, il realismo sarebbe perduto per molti ascoltatori e potrebbe anche provocare difficoltà relativa al tempo di ritardo. Anche con un sistema di altoparlanti ultra direzionale a colonna sarebbe difficile ottenere sufficiente livello sonoro dietro all'area delle sedie, senza « rovinare » il davanti.
Invece, un sistema di altoparlanti a colonna applicato in tale spazio, mentre potrebbe migliorare l'effetto nello spazio vuoto, ne soffrirebbe seriamente quando il locale fosse pieno di gente, perchè l'aumentata attenuazione del suono amplificato, da parte degli ascoltatori è notevole in queste condizioni.
Un sistema di altoparlanti distribuiti è ovviamente la soluzione per questa applicazione, così l'attenuazione del suono diretto nel locale sarebbe sufficiente ad eliminare ogni problema di eco.
Una buona soluzione sarebbe l'uso di altoparlanti di tipo a cono montati sul soffitto e spaziati in modo da ottenere anche il ricoprimento.
Un ascoltatore equidistante da due o quattro altoparlanti ode il suono da questi altoparlanti arrivare al suo orecchio entro qualche millisecondo ed approssimativamente con la stessa intensità, migliorando l'intelliggibilità. I

(1) Esempi di circuiti ritardatori a nastro sono i mod. 300 A e 301 A della Audio Instruments Company. Questi danno un campo di ritardo fra 28 e 180 millisecondi, impiegando una velocità del nastro di 30 pollici/sec. Apparecchiature di ritardo a nastro magnetico sono pure fabbricate dalla Pamphonic in Inghilterra e dalla Telefunken in Germania. Un ritardo di tempo del segnale amplificato può talvolta essere desiderabile cogli impianti centrali, e l'apparato ritardatore è generalmente meno complesso coi sistemi centrali rispetto ai sistemi distribuiti.

(2) J. Wallach, E. B. Newman e M. R. Rosenzweig, « The precedence effect in sound localization », American. J. Psychiatry, vol. 17, pag. 315-16, 1959.

(3) S. S. Stevens e E. B. Newman, « The localization of actual sources of sound », American. J. Psychology, vol. 18, pag. 297-306, 1936.

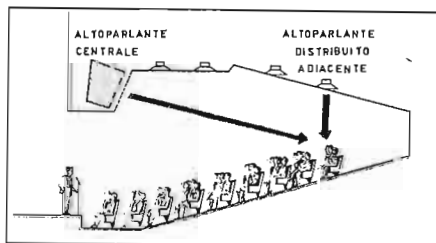



Fig. 2 - In un auditorio dove il suono diretto raggiunge efficientemente tutte le sedie, sono preferibili i sistemi centralizzati. Si noti che la distanza fra il gruppo centrale degli altoparlanti e l'ascoltatore è circa la stessa esistente fra l'oratore e l'ascoltatore, ma il suono proveniente da un altoparlante distribuito adiacente può far sì che il suono diretto sia udito come un'eco.

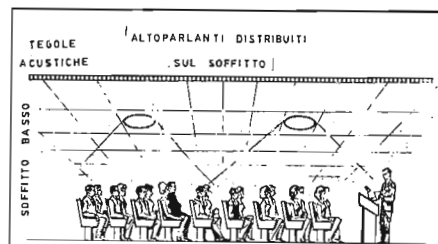



Fig. 3 - Un vasto ambiente a basso soffitto, col soffitto assorbente acustico è un locale tipicamente adatto ad un impianto di altoparlanti distribuiti. Gli altoparlanti montati sul soffitto possono essere scelti e collocati in modo da aversi un ricoprimento uniforme di tutta l'area da sonorizzare.

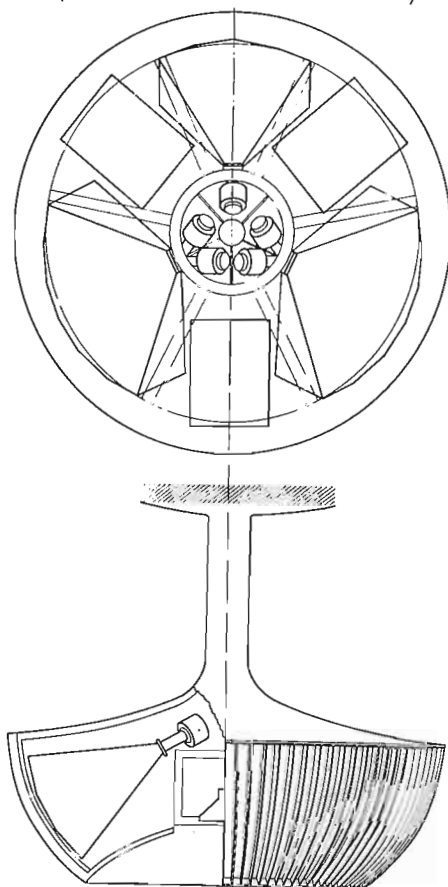
VISTA DAL DI SOPRA
(MOSTRA LA DISPOSIZIONE DEGLI ALTOPARLANTI)

VISTA LATERALE (LAMPADARIO PARZIALMENTE ASPORTATO PER MOSTRARE UN ALTOPARLANTE)

Fig. 6 - Un bravo architetto può produrre una composizione scultorea ricavandola da un sistema di altoparlanti esposti senza danneggiare la efficienza acustica; il gruppo centralizzato alla stazione della TWA di Idlewild, dovuto agli Architetti Eero Saarinen e Compagni.

comportamento del sistema sarebbe relativamente indipendente dalla presenza del pubblico, perchè il suono riflesso dal pavimento o diffuso dalla superficie delle sedie, sarebbe assorbito dal trattamento del soffitto. Il sistema avrebbe uno svantaggio: mancanza di realismo direzionale.

Un tipo di impianto di altoparlanti distribuiti che è spesso usato nei locali notturni bassi di soffitto o in simili ambienti, dove è desiderabile il realismo direzionale, è indicato in fig. 4. Le unità ritardatrici assicurano che tutto il suono amplificato arriva all'orecchio degli auditori entro pochi millisecondi, garantendo alta intelliggibilità; il realismo di direzione è presente per la maggior parte degli ascoltatori, perchè il suono amplificato proviene dalla stessa direzione della sorgente diretta.

Sistemi di altoparlanti distribuiti con o senza tempo di ritardo sono stati installati con successo per l'amplificazione della parola in chiese riverberanti. Altoparlanti correttamente disposti possono minimizzare gli indesiderabili effetti della riverberazione, ponendo la sorgente del suono amplificato vicino all'ascoltatore. Tale sistema di altoparlanti distribuiti non deve semplicemente « eccitare » la riverberazione del locale. Però non dobbiamo ritenere che un ambiente riverberante richieda automaticamente di essere servito da un sistema di altoparlanti distribuiti. Si può impiegare un sistema di altoparlanti centrali, se le caratteristiche direzionali del gruppo di altoparlanti sono accuratamente controllate. L'energia del suono amplificato è diretta solo verso gli auditori o la congregazione, minimizzando il ricoprimento di pareti nude riflettenti il suono, delle superficie del soffitto e del pavimento.

Questo metodo acconsente di raggiungere livelli dell'energia del suono diretto di 8 o 10 dB sopra il « rumore riverberante e può assicurare un'alta intelliggibilità della parola con realismo direzionale in uno spazio riverberante acustico musicale ». Il progettista deve curare che l'allineamento degli altoparlanti possa essere molto grande per produrre il richiesto controllo direzionale, senza che il sistema sia ristretto alle alte frequenze.

Generalizzazioni che possono essere considerate buone utili regole di orientamento, sono: 1. Si usi il sistema centrale quando l'acustica dell'ambiente favorisce la intelliggibilità, senza alcun sistema di rinforzo del suono; 2. Si usi il sistema distribuito nei locali bassi di soffitto; 3. Si usino sistemi centrali direzionali sofisticati, oppure sistemi distribuiti a basso livello, negli ambienti riverberanti.

Come sempre, vi sono eccezioni a queste generalizzazioni, basata su altri fattori in questo articolo.

3. - LIVELLO DEL RUMORE DI FONDO

Un alto livello di rumore di fondo generalmente complica il progetto di un qualsiasi sistema di altoparlanti e, particolarmente, di un sistema di altoparlanti centrali. Il campo diretto prodotto da un pur bene progettato sistema centrale di altoparlanti, generalmente presenta variazioni da 6 a 10 dB nell'area dell'auditorio; ma tale variazione può rendere il complesso sconfortevolmente sonoro in certe posizioni, mentre può portare il livello sonoro appena sopra il rumore di fondo, in altri posti. Anche il sistema di altoparlanti centrali può non fornire il guadagno richiesto per superare un alto livello di rumore di fondo senza che intervengano complicazioni di reazione o di inneschi ad anello.

Da ultimo, quando un sistema centrale è fatto funzionare a livelli estremamente alti e a posizioni molto spinte dal guadagno, la qualità del realismo direzionale generalmente va perduta; in conseguenza i sistemi centrali sono meno vantaggiosi nelle condizioni nelle quali il rumore di fondo è alto.

Sfortunatamente, criteri semplici « numero uno » di stabilire i limiti del rumore di fondo per sistemi di altoparlanti centrali non sono possibili allo stato attuale della tecnica. Molto dipende dal carattere dello spettro del rumore di fondo, dal particolare progetto dell'altoparlante centrale, che è fattibile per una data situazione, e da altri

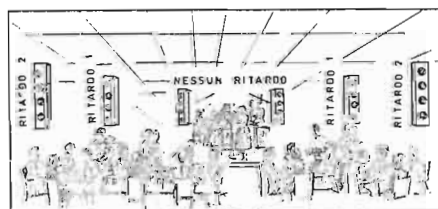



Fig. 4 - Locale notturno a basso soffitto dove può essere applicato un impianto di altoparlanti distribuiti a colonne impiegante elementi ritardatori.

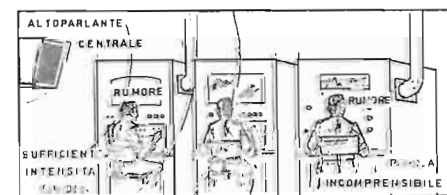
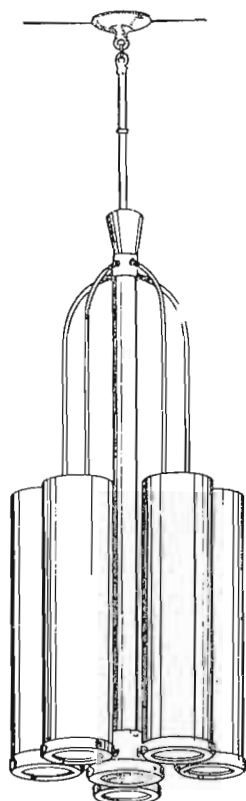



Fig. 5 - Un ambiente rumoroso può risultare difficile da coprire usando un impianto di altoparlanti centrali.

correlativi fattori discussi in questo articolo. Generalmente i sistemi centrali possono essere adottati con successo negli ambienti con curva dei criteri di rumore fino a NC45 ([4]), ma vi sono molte eccezioni.
L'autore ha udito un sistema centrale di altoparlanti superare un rumore intenso, durante avvenimenti sportivi, dove i livelli erano dell'ordine di 85-95 dB (a larga banda). Il livello del rumore di fondo può avere maggiore influenza sul tipo di altoparlanti usato (tipo a cono, o tipo a tromba), che sul tipo di applicazioni.

4. - CONSIDERAZIONI DI ESTETICA

Dopo aver considerato i tre precedenti fattori, ci rimarrà un grande numero di ambienti, forse anche la maggioranza, nei quali si possa usare la soluzione con altoparlanti centrali o un sistema di altoparlanti distribuiti. Considerazioni architettoniche possono da ultimo portare alla decisione fra quale delle due classificazioni fondamentali di sistemi di altoparlanti sia la migliore.
Sia col sistema centrale, sia con quello di altoparlanti distribuiti, il progettista deve vagliare accuratamente con l'architetto tutte le possibili postazioni degli altoparlanti, che possano assicurare un impianto efficiente. L'autore ha visto gruppi di altoparlanti centrali installati con successo in baldacchini dei pulpiti di chiese, in frontali di pulpiti, dietro grate a soffitto o a parete, come pure completamente esposti. Le griglie degli altoparlanti e dei loro contenitori, trasparenti al suono possono essere disegnate in modo da confondersi con i materiali circostanti l'ambiente, possono duplicare (visualmente) altri elementi nella costituzione del soffitto (per es. griglie di ventilazione), o possono anche costituire un motivo decorativo.
L'esposizione funzionale di un grande gruppo centrale di altoparlanti si può ottenere con solo piccole variazioni o aggiunte non funzionali all'apparato degli altoparlanti, rendendo tali gruppi pezzi scultorei.
Il gruppo centrale di altoparlanti della stazione di Idlewild della TWA indica un ambiente dove le considerazioni architettoniche impongono l'uso di un gruppo centrale di altoparlanti. Le stazioni degli aeroporti in generale sono meglio servite con sistemi di altoparlanti distribuiti, assicurando il più uniforme ricoprimento e l'adattamento alle caratteristiche distribuite dei rumori che essi devono superare.
Infine, gli architetti Eero Saarinen e Compagni, desideravano minimizzare le proiezioni dal soffitto. Una postazione di altoparlante sospeso poteva essere tollerata, e gli architetti lavorarono con progettisti dell'impianto per produrre un elemento di scultura che contenesse la necessaria apparecchiatura di altoparlante centrale e prepararono le opportune aperture trasparenti al suono (vedi fig. 6).
Molti architetti sono arrivati ad accettare la foratura del soffitto, specialmente coi soffitti ad embrice; e questo tiene conto della vasta popolarità dei sistemi di altoparlanti distribuiti montati nei soffitti.
Negli ambienti riverberanti ad alto soffitto, gli altoparlanti devono essere abbassati assai sotto il soffitto, generalmente a 12 o 14 piedi dagli ascoltatori, perciò è comunemente necessario un tipo di installazione di altoparlante sospeso. Spesso gli altoparlanti e i lampadari possono essere combinati. La fig. 7 mostra una simile installazione per un sistema di altoparlanti distribuiti di una chiesa. Come ultima risorsa, quando l'architetto ha scartato tutte le altre soluzioni, possiamo ricorrere all'ultimo sistema di altoparlanti distribuiti, dando praticamente a ogni ascoltatore il suo proprio altoparlante. Gli altoparlanti possono essere montati posteriormente a stalli, su frontali di deschi, su tavoli. Tali sistemi per solito rappresentano il risultato di scopi estetici di progetto, che prendono il sopravvento sugli scopi acustici e così però ogni applicazione risulta studiata da un punto di vista acustico ed insieme estetico.
In pratica, per ogni esempio di un sistema di altoparlanti distribuiti o centralizzati ben progettato e giustamente installato, noi possiamo trovare tracce criticabili di installazioni poco soddisfacenti.
Oltre alla decisione basilare fra sistemi di altoparlanti distribuiti o centrali, il resto dell'impianto sonoro deve essere accuratamente progettato, ivi compresa la selezione del tipo di altoparlante da adottare. La maggior parte degli impianti centralizzati andati male incontrati dall'autore, aveva insufficiente guadagno prima della reazione.
Questo è molto spesso il risultato di adottare altoparlanti con scarsa risposta in frequenza ed aventi caratteristiche direzionali non sufficientemente conosciute o controllate.
La maggior parte degli impianti scadenti con altoparlanti distribuiti soffrono di una o più delle seguenti deficienze:
1. Insufficiente numero di altoparlanti;
2. Altoparlanti aventi cattiva caratteristica di diffusione delle alte frequenze;
3. Altoparlanti malamente collocati.
Ognuna di queste tre deficienze ha come risultato una scadente ricopertura dell'area da servire. La risposta in frequenza, la capacità di sopportare potenza e il rendimento degli altoparlanti sono importanti sia nei sistemi ad altoparlanti distribuiti, sia in quelli centralizzati; ma poco viene considerata la questione delle caratteristiche di direzionalità, mentre in essa è la causa dei difetti e dell'insuccesso di molti impianti. *A.*

Fig. 7 - Combinazione fra lampadario e contenitore degli altoparlanti secondo la Soundolier Inc.

([4]) Le curve di criteri di rumore erano descritte brevemente in « Controlling sound reinforcement systems » nel numero di dicembre e sono più completamente descritte nel capitolo sul controllo del suono nella corrente guida ASHRAE.

dott. ing. P. Rosti

La riduzione dei rumori parassiti negli impianti di a. f.*

La riduzione della distorsione, l'estensione della gamma di frequenze registrate o riprodotte sono i primi elementi, che si richiedono, se si vuole avere una buona qualità musicale, alle odierne apparecchiature ad alta fedeltà.
Non meno importante di questi elementi è l'assenza di rumori di fondo di qualsiasi genere. L'ottima restituzione dei toni bassi o di quelli acuti, la mancanza di deformazioni e di amplificazioni selettive, di distorsioni e di risonanze, caratterizzanti in se stesse un'ottima audizione musicale, assumono poco valore in presenza di un rumore di fondo residuo e continuo.

IL CARATTERE naturale ed esaltante della musica viene del tutto cancellato, se esiste un sottofondo sonoro, costituito da rumori vari, come zufolî, fruscî, ronzî, ecc.
Per di più, questi inconvenienti così fastidiosi si manifestano molto spesso nelle apparecchiature di qualità, atte, d'altronde, a riprodurre i programmi musicali nelle migliori condizioni, cioè in una gamma di frequenze molto estesa. A questo punto si può ripetere, a proposito, quanto ebbe a dire, in maniera originale ed acuta, uno specialista inglese di elettro-acustica: « Più si apre la finestra, più entra la luce; ma altrettanto di più può penetrare la polvere ».

1. - ORIGINE DEL MALE

Gli inconvenienti degli elettrofoni e dei giradischi, da noi sopra citati, rischiano disgraziatamente di diventare più fastidiosi e frequenti con i più moderni apparecchi stereofonici che con gli ordinari tipi monofonici.
L'utilizzazione di due canali sonori aumenta, infatti, la complessità di montaggio, in quanto è necessario un numero maggiore di fili di collegamento e cablaggio, e di conseguenza aumentano anche le possibilità dell'insorgere di ronzii nei pick-up e i fili di ritorno a massa.
I pick-up stereofonici a bobina mobile e a riluttanza variabile hanno generalmente una sensibilità inferiore a quella degli equivalenti tipi monofonici; si rende necessaria quindi una maggiore amplificazione e ciò aumenta ancora i rischi di ronzii e rumori parassiti vari.
I pick-up piezoelettrici, a cristallo o ceramici, sono meno soggetti a fruscii e ronzii, in quanto hanno un livello di uscita maggiore ed anche per la natura stessa della loro estruzione, per principio, non induttiva.
Ancora: i pick-up stereofonici hanno un funzionamento dipendente sia dalle vibrazioni verticali, sia da quelle laterali. Certi giradischi possono senz'altro dare delle ottime soddisfazioni per esecuzioni monofoniche, ma, per contro, possono non essere convenienti per esecuzioni stereofoniche e ciò specialmente per il fatto che la frequenza inerente all'effetto di strozzamento, dovuto alle vibrazioni verticali coincide con una frequenza di risonanza verticale a bassa frequenza nel pick-up medesimo.
Senza costituire, propriamente parlando, un problema di produzione di rumore, la più grande libertà di movimenti dei pick-up stereo, aggiunta ad una maggiore amplificazione, aumenta i rischi di vibrazioni meccaniche. E se ciò accade, si ha un'esaltazione esagerata dei toni bassi, dovuta essenzialmente alla frequenza di vibrazione meccanica.

2. - DIAGNOSI E RIMEDI

Qualche suggerimento può essere utile ad evitare la maggior parte di questi scogli; ma nei casi difficili può risultare necessario interpellare uno specialista, in quanto è impossibile riuscire sempre ad individuare l'insieme dei diversi fattori, suscettibili di produrre un rumore di fondo.
Essendo ugualmente impossibile fare una diagnosi a distanza, il solo rimedio soddisfacente è quello di uno studio « in situ »; lo smontaggio di tutta o una parte dell'apparecchiatura, per essere esaminata in un laboratorio, può essere un buon preludio per una conveniente diagnosi.

3. - RONZIO

Questo rumore può insorgere nella testina del pick-up o può essere provocato dai fili, che collegano il pick-up all'entrata dell'amplificatore. Si può agire in due maniere per ridurre questo ronzio: una è quella di ridurre il più possibile i campi magnetici, che agiscono sul pick-up ed i conduttori a lui associati; l'altra è quella di disporre i fili in modo da ridurre il ronzio indotto da campi magnetici residui.
Il motore stesso del giradischi è spesso una sorgente importante d'inconvenienti di questo genere; esso è infatti sovente montato nelle immediate vicinanze del pick-up e dei conduttori d'entrata. Per evitare un rumore di fondo eccessivo, il motore deve avere un campo di dispersione molto piccolo; ma pochi fabbricanti illuminano in maniera completa il compratore circa le caratteristiche dei loro apparecchi. È al momento della fabbricazione che questa questione della dispersione deve essere studiata! Dopo è infatti impossibile apportare modifiche.
Per ottenere piccole dispersioni, bisogna impiegare, per il motore, acciai laminati di buona qualità e rivestire il motore con uno schermo magnetico di ferro, alquanto spesso.
I motori molto piccoli possono venire avvolti con nastro di Mumetal; ma il prezzo alquanto alto di questo materiale ne evita l'impiego corrente sui grossi motori.
Per illustrare con un esempio l'importanza della dispersione dei motori possiamo far notare che su un pick-up di buona qualità a riluttanza variabile

(*) Da *Le haut parleur* n. 1073, marzo '64, pagg. 68-69.

particolarmente sensibile ai ronzii, si ha una riduzione di questo rumore di 12 dB se lo stesso viene utilizzato su un giradischi con un motore di buona qualità, o viceversa su un giradischi della stessa qualità meccanica, ma avente un motore di qualità inferiore.
In certi motori con densità di flusso molto grande, i campi magnetici di dispersione si generano allorchè la tensione del circuito d'alimentazione raggiunge il limite superiore, in quanto si ha a questo punto la saturazione magnetica.
Si può ridurre il ronzio in maniera apprezzabile, diminuendo la tensione ai capi del motore con delle resistenze di caduta in serie. Per esempio, in un motore funzionante a 240 V e 50 Hz, il ronzio viene ridotto di 2 dB, inserendo nel circuito delle resistenze di 500 Ω, assorbenti 5 W e per le quali la tensione diventa uguale a 200 V.
Con altri motori, riducendo la tensione d'entrata, si ha una maggiore diminuzione del ronzio.
La variazione dell'intensità del campo di dispersione è funzione della tensione di rete; si ha quindi un aumento del ronzio in particolari ore della giornata, in funzione proprio delle variazioni della tensione di rete. Evidentemente questo fenomeno assume maggiori proporzioni durante la sera e nei giorni festivi, quando cioè le industrie, che consumano maggiormente l'energia elettrica, riposano.
Il trasformatore d'alimentazione dell'amplificatore di potenza è un'altra sorgente molto frequente di ronzio, a causa dell'intensità del suo campo di radiazione. In sede di montaggio si rende necessario perciò disporre gli amplificatori di potenza ed il trasformatore di rete il più lontano possibile dal pick-up e dai fili d'entrata.
È da ricordare che i campi magnetici sono direttivi e che quindi si può avere sovente una diminuzione del ronzio, disponendo gli amplificatori secondo certe angolazioni. La posizione migliore non può essere trovata, se non per tentativi. Durante quest'operazione il pick-up deve essere spostato in avanti ed indietro seguendo il suo arco di funzionamento, in quanto l'intensità di ronzio può variare, a seconda della posizione, di almeno 6 dB.
In un'apparecchiatura stereo, ogni canale deve essere controllato separatamente, in modo da evitare errori d'apprezzamento, resi possibili da una compensazione della fase acustica al posto d'ascolto. Raramente si trova lo stesso ronzio per i due canali.
Per ridurre il più possibile il ronzio è necessario che i conduttori colleganti il pick-up all'amplificatore siano i più corti possibile, ed altresì allontanare i motori o i trasformatori funzionanti sulla rete. Per tutti i pick-up, ad eccezione di quelli a bobina mobile a bassissima impedenza, è necessario usare cavi schermati; i conduttori dei due canali devono essere collegati fra di loro in modo da evitare la formazione di anelli, generatori di fruscio.
Se è necessario allungare i conduttori previsti all'uscita d'utilizzazione, le giunzioni devono essere stabilite ed isolate con l'ausilio di un nastro plastico di buona qualità. La giunzione, una volta eseguita, deve essere avvolta di filo di rame stagnato, che faccia da schermo; bisogna infine collegare questa giunzione al filo di massa, da ogni lato.
Se sono necessarie, ad esempio per dimostrazioni, banane e boccole intermedie, bisogna scegliere dei pezzi schermati di buona qualità e disporli il più vicino possibile gli uni agli altri.
I valori relativi del ronzio prodotto nel pick-up medesimo ed i conduttori d'ingresso possono essere ripartiti alzando la testina del pick-up ed accorciando tutti i collegamenti posti nel braccio, utilizzando del filo grosso molto corto. Il ronzio residuo è quindi dovuto unicamente al cablaggio.

4. - COMPENSAZIONE DEL RONZIO

Quando è impossibile modificare il montaggio preesistente per togliere il rumore, si può ottenere un certo miglioramento in tal senso utilizzando una bobina compensatrice di ronzio.
Un metodo molto semplice consiste nell'attorcigliare una parte del filo d'ingresso del pick-up a forma d'anello di 5 cm di diametro e disporlo molto vicino al trasformatore d'alimentazione, scegliendo per tentativi la posizione che assicura, mentre si fa suonare un disco, il minore ronzio. Con questo accorgimento si sovrappone sul cavetto d'ingresso dell'amplificatore in serie al segnale una piccola tensione prelevata induttivamente dalla rete. Si può regolare l'ampiezza e la fase di questa tensione, modificando la posizione dell'anello nel campo di dispersione proveniente dal trasformatore. E ciò fin quando si ottiene la massima attenuazione del ronzio.
Come abbiamo già detto in precedenza, raramente si ha nei due canali lo stesso ronzio in ampiezza e fase; inoltre esso varia secondo la posizione del pick-up, per cui è difficile che una bobina di compensazione possa procurare la «guarigione» completa. Si rende quindi necessario, in ultima analisi, sopprimere il ronzio proprio alla sorgente.

5. - MESSA A TERRA

Con un'apparecchiatura mono è sovente possibile avere un livello di ronzio molto basso, anche senza messa a terra della stessa apparecchiatura. Con un'apparecchiatura stereo la messa a terra si rende, invece, più sovente, indispensabile. La messa a terra deve essere effettuata in un solo punto, in generale, dell'amplificatore.

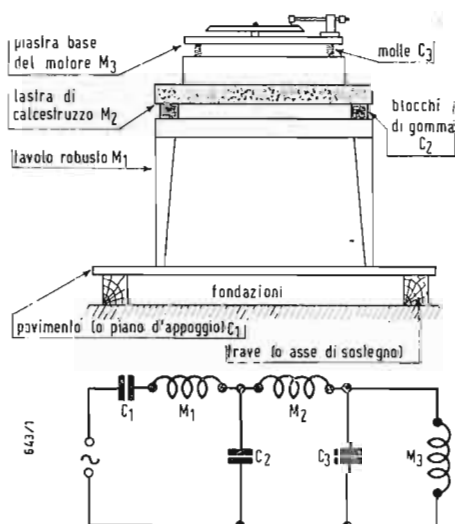



Fig. 1

Il giradischi ed il sintonizzatore vanno messi a terra a mezzo dei conduttori schermati collegati alle prese d'alimentazione.
Il livello critico di un'apparecchiatura dotata di un pick-up a riluttanza variabile molto soggetto a ronzio, è di circa 32 dB; una modifica nella disposizione dei fili porterà questo livello a 35 dB; la sostituzione del motore del giradischi con un altro a basso campo di dispersione darà un valore di 47 dB.
Scollegando il cavetto d'alimentazione del motore si potrà ottenere un rapporto segnale/ronzio di 54 dB; il che sta ad indicare che sarebbero possibili ulteriori miglioramenti. In pratica un rapporto di 45 dB è largamente sufficiente.

6. - EFFETTI DI ROMBO

Come detto in precedenza la sensibilità verticale di un pick-up stereo aumenta la tendenza dello stesso a produrre nel giradischi effetti di rombo. La coincidenza, poi, delle frequenze di vibrazione del pick-up con certe frequenze di rumorosità può intensificare questo fenomeno. È molto difficile quindi valutare con precisione l'intensità del rumore di questo genere prodotto da una combinazione qualsiasi di un giradischi e di un pick-up. E ciò è reso ancor più difficile, date le grandi differenze che possono esistere fra i diversi esemplari di un medesimo modello.
Il sistema di montaggio del giradischi può favorire senz'altro questo inconveniente. Il piatto del giradischi, in generale, « fluttua » su quattro molle, poste agli angoli e ciò vien fatto per ridurre le reazioni d'origine meccanica dell'apparecchio e per isolare il pick-up dalle vibrazioni esterne. Malauguratamente, questo tipo di montaggio genera talvolta delle risonanze a livello della piastra del giradischi. Basta, sovente, serrare la piastra del motore per avere, in questo caso, una riduzione del rumore di almeno 8 dB. Il miglioramento è dovuto al fatto che la massa della custodia dell'apparecchio si combina, grazie al bloccaggio delle molle di sospensione, con quella della carcassa del motore. Può capitare, però, che un giradischi, montato su molle, eviti molto bene le reazioni meccaniche (acustiche), ma non sia in grado di eliminare le rumorosità dovute a degli effetti di rotazione.
I pick-up, che hanno una risonanza verticale a bassa frequenza alquanto pronunziata, possono subire, quando la puntina viene abbassata bruscamente sul disco, un'eccitazione per urto. Evidentemente si può evitare tutto ciò, usando dei bracci, muniti di un dispositivo di abbassamento automatico. Un tale dispositivo è indispensabile per gli apparecchi di tipo professionale, specialmente nel caso che si debba far suonare un disco con dolcezza a partire da un punto ben preciso.

7. - REAZIONI MECCANICHE

Esse sono provocate dalle trasmissioni meccaniche fra altoparlante e pick-up. Il rimedio consiste nel ridurre il più possibile questo accoppiamento. Il giradischi deve essere posto il più lontano possibile dall'altoparlante e montato su molle. È poi molto utile porre l'altoparlante su uno spesso tappeto di gomma o moltoprene in modo che sia isolato dal pavimento o dal piano d'appoggio. Così è molto utile mettere il giradischi in un posto dove possa risentire di meno degli effetti di reazione; questo posto può essere, per esempio, vicino ad un caminetto, poichè, in questo punto si hanno piantane molto solide, o comunque in un qualsiasi posto che non abbia collegamenti diretti con quello dove è stato sistemato l'altoparlante. Il solo fatto di spostare l'altoparlante può comportare grandi differenze.

8. - VIBRAZIONI

Tutti i pick-up, moderni e di elevata qualità, funzionanti con una piccolissima pressione sul disco sono soggetti a perturbazioni vibratorie occasionali, come, per esempio, quelle provocate dagli scricchiolii del pavimento. Questo disturbo è ancor più pronunziato nel caso dei pick-up stereo a motivo della loro sensibilità bidimensionale.
Quanto ai rumori, causati da reazioni meccaniche, si può ottenere un certo miglioramente montando su molle la piastra del motore; evitando che il centro di gravità dell'insieme giradischi pick-up non cada al di sotto del suo centro geometrico, affinchè questa piastra non oscilli con moto rotatorio intorno al suo centro geometrico. Questo fenomeno può generare dei rumori parassiti, tali da far credere che il disco si sia deteriorato e nei casi più gravi portare a delle irregolarità di lettura dei solchi od anche far saltare la puntina da un solco all'altro.
Si può rimediare a ciò, aggiungendo dei pesi sulla piastra del motore, in modo tale da portare il centro di gravità al di sotto del centro geometrico. Vi si arriva empiricamente, sospendendo liberamente la piastra del motore su angoli diagonalmente opposti ed aggiungendo dei pesi fin quando la piastra sia orizzontale. Quando si rimette la piastra sulle sue molle di fissaggio, le vibrazioni che insorgono trasmetteranno soltanto delle oscillazioni verticali e, di conseguenza, il funzionamento del pick-up sarà meno disturbato. I pesi aggiuntivi, poi, abbassano la frequenza di risonanza del giradischi sulle sue molle, migliorandone anche l'isolamento.
Quando si effettuano diffusioni sonore in sale di grandi dimensioni, devono essere prese delle precauzioni ancora più rigorose. Due mila persone, che pigiano su un pavimento, possono pro-

vocare in un pick-up delicatamente equilibrato un vero disastro. Un rimedio efficace consiste nell'utilizzazione di un filtro di vibrazione, avente la configurazione indicata nello schema di fig. 1. Una simile «impalcatura» è alquanto complicata per un uso corrente, ma gli insegnamenti che se ne traggono, potrebbero servire, se se ne sentisse il bisogno, per installazioni d'amatore.

9. - RUMORI

Talvolta si accusano gli altoparlanti di emettere fischi, inneschi e roba di questo genere; sarebbe meglio, prima di accusare degli ... innocenti, verificare le condizioni, nelle quali si trovano gli amplificatori.
Vi è sempre, qualunque sia l'amplificatore, un certo rumore prodotto dai tubi elettronici. Nelle apparecchiature moderne di buona qualità il rumore è molto basso e non dovrebbe essere sentito, a potenza normale, se non ponendo l'orecchio ad una distanza minore di 30 cm dall'altoparlante. Se l'innesco diventa troppo forte, vuol dire che si tratta di un guasto: può essere un tubo difettoso o qualche connessione sbagliata.
Quando si studiano i rumori generati dai tubi o dai transistori, non bisogna far suonare il disco, in quanto certi dischi generano loro stessi un rumore di fondo. La stessa cosa vale per i nastri pre-registrati.
L'avvento del disco stereo ha comportato un miglioramento della qualità dei giradischi, come a suo tempo avvenne nel passaggio dal disco a 78 giri a quello a lunga durata. Bisogna ammettere tuttavia che i rumori dovuti a effetti di rombo non sono generati soltanto dal giradischi; gli stessi dischi producono talvolta loro stessi questo rumore, senza contare altri rumori di fondo a bassa frequenza. Comunque i migliori dischi attuali sono superiori ai correnti giradischi.
Alcuni fabbricanti americani applicano di già ai loro giradischi un sistema di trascinamento a mezzo cinghia, per evitare questi ultimi inconvenienti. Evidentemente ciò comporta, per il passaggio da una velocità ad un'altra, dei meccanismi più complicati.
La soluzione migliore e più economica s'imporrà un po' alla volta. *A*

L'errore di pista nella riproduzione fonografica

(segue da pag. 463)

ad un estremo; il caso $l > d$ appare dunque come più favorevole del precedente. D'altra parte, l'equazione (1) ordinata rispetto a r, si scrive:

$$r^2 - (2l \cos u)\, r + l^2 - d^2 = 0 \qquad (5)$$

e conferma che ad ogni valore di u, tale che l sen $u \leq d$, corrispondono due valori positivi di r. L'ipotesi $l > d$ comporta dunque un minor numero di valori di u e questo numero sarà certamente ridotto al minimo se l'insieme dei punti di Γ, interni alla corona incisa, può sistemarsi a coppie, ciascuna coppia corrispondendo allo stesso valore di u.
Questa condizione comporta che l'angolo u assume lo stesso valore u_1 ($u_1 < u_0$) sui raggi estremi r_1 ed r_2; cioè se l'equazione

$$r_2 - (2l \cos u_1)\, r + l^2 - d^2 = 0 \qquad (6)$$

ha per radici r_1 ed r_2; ma allora:
$r_1 r_2 = l^2 - d^2$ ovvero $d^2 = l^2 - r_1 r_2$
da cui:

$$d = \sqrt{l^2 - r_1 r_2} \qquad (7)$$

$r_1 + r_2 = 2l \cos u_1$, ovvero:

$$\cos u_1 = \frac{r_1 + r_2}{2\,l} \qquad (8)$$

e

$$u_1 = \text{arc cos}\, \frac{r_1 + r_2}{2l}, \quad 0 < u_1 < \frac{\pi}{2} \qquad (9)$$

con

$$u_0 = \text{arc cos}\, \frac{\sqrt{r_1 r_2}}{l}, \quad 0 < u_0 < \frac{\pi}{2} \qquad (10)$$

Il problema è così risolto: d è dato dalla (7); (9) e (10) determinano completamente gli angoli acuti positivi u_1 e u_0; si prenderà

$$a = \frac{u_0 + u_1}{2} + \frac{\pi}{2},$$

e si avrà:

$$|v| \leq \frac{u_0 - u_1}{2}.$$

Non spingeremo più oltre lo studio di questa soluzione, perchè il problema risolto non è il vero problema. L'errore di pista non interviene che con la sua grandezza geometrica; ora, non è tanto essa che conviene minimizzare, ma i suoi effetti. Una soluzione preferibile dovrebbe ispirarsi ad un'analisi, anche succinta, degli effetti dell'errore di pista, permettendo di dedurne un miglior criterio di eccellenza. Tuttavia sarebbe conveniente trattare qualche esempio numerico al fine di prendere conoscenza dell'ordine delle grandezze incontrate; può darsi che la soluzione finale porti delle precisazioni alle considerazioni precedenti senza, tuttavia, scostarsi sensibilmente. *A.*

0588 – Dott. Stelio Morgantini – Roma

D. Ho acquistato un amplificatore PHILIPS AG9015 Stereo e un giradischi PHILIPS AG 9009. In attesa di potermi abbonare alla filodiffusione e di acquistare il relativo apparecchio rivelatore da collegare alla presa « tuner » dello AG9015 avrei voluto utilizzare il mio radioricevitore Transcontinents PD54, come sintonizzatore MF collegandolo alla suddetta presa tuner dell'AG9015.
Ho richiesto gli schemi della radio e dell'amplificatore alle rispettive case costruttrici ma non ho ricevuto alcuna risposta.
Per prova, ho eseguito il lavoro di collegamento tra radio e amplificatore realizzando l'uscita del sintonizzatore GELOSO G530FM ottenendo solo insuccessi (corto circuiti).
Vorrei sapere:

1) Se i ragionamenti e il lavoro fatti sono giusti;
2) In caso contrario dove ho sbagliato e perché.
3) Come posso fare per evitare i cortocircuiti che si sono pervicacemente verificati;
4) Se per evitare i detti cortocircuiti sarebbe opportuno tener il PD54 e l'AG9015 elettricamente separati interponendo tra i due un trasformatorino rapporto 1 : 1; in caso affermativo quale adoperare.
5) Se conviene fare il lavoro, tenendo conto che la qualità del segnale fornito dal PD54 non deve essere eccelsa;
6) Se tale segnale è sufficiente a pilotare l'AG9015 oppure se può sovraccaricarlo.
7) Come si può fare a non fare rimanere sotto tensione continua in assenza di segnale BF, la sezione triodica dell'EABC80 e l'EL41. Penso che si dovrebbe interrompere l'anodica sulle rispettive placche.
8) Se potete inviarmi gli schemi del Transcontinents PD54 e dell'AG9015.
9) Se potete mandarmi lo schema completo dei collegamenti da realizzare tra il PD54 e l'AG9015, ovviamente se ritenete che tale connubio possa dare risultati accettabili.

R. Le risposte alle sue domande 1, 2, 3, 4 sono contenute nella sua lettera.
Nessun errore nei suoi ragionamenti. Evidentemente il PD54 ha un capo della rete di alimentazione collegato al telaio, che pertanto non deve essere messo a terra. L'unico rimedio è quello da Lei prospettato: interporre un trasformatore con rapporto 1 : 1 fra la rete ed il PD54. Tale trasformatore deve poter dare tutta la potenza necessaria per alimentare il Transcontinents (un centinaio di watt); un capo del suo secondario può essere collegato al telaio del PD54; il Philips sia, come ora, sempre a terra attraverso l'apposita presa sul telaio.
Credo che sarà senz'altro possibile reperire a Roma un trasformatore da 100 W rapporto 1 : 1.

5) Se Ella prevede di ritardare assai l'installazione, nel suo domicilio, della filodiffusione, conviene senz'altro realizzare l'adattamento provvisorio col PD54, tanto più che comporta una spesa minima.
6) Il segnale di uscita dal PD54 deve essere sufficiente a pilotare pienamente l'AG9015; il potenziometro di volume può essere usato per attenuare il segnale di entrata al Philips, se risultasse troppo intenso.
7) L'interruzione delle alte tensioni continue di alimentazione agli stadi di bassa frequenza del PD54 deve essere fatta nei tre punti segnati con una crocetta sulla foto-copia del ricevitore PMG191E (e 192E) Geloso; può servire un interruttore tripolare; oppure un relais con 3 contatti in apertura, ma con quest'ultimo sorgerebbero difficoltà (superabili) di comando del relais.
8) Siamo spiacenti che non ci sia possibile procurarle gli schemi ch'Ella desidera. L'esperienza ci insegna che quando si richiedono schemi che il fabbricante non desidera pubblicare, o non si ha alcuna risposta, o dopo un paio di mesi si ha una risposta negativa; o al massimo si riceve uno schema semplificato di principio, senza l'indicazione dei valori dei componenti, e che non serve praticamente a nulla.
9) Circa i collegamenti fra i due apparecchi, osserviamo che con l'introduzione del trasformatore 1 : 1, si può eliminare il condensatore da 5 μF elettrolitico, e collegare diretta-

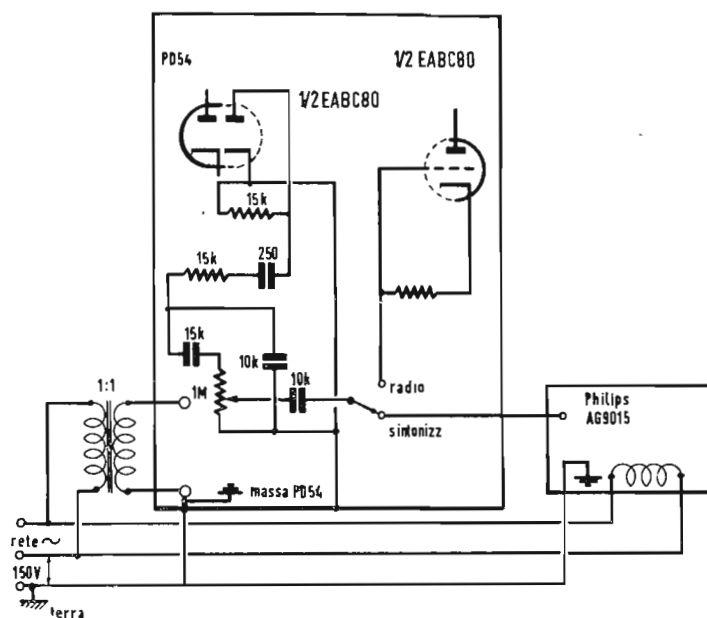



Fig. 1/0588

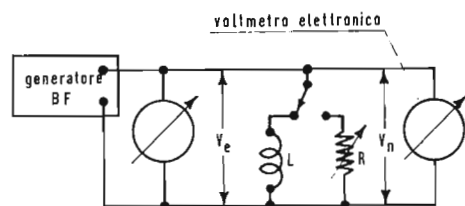



Fig. 1/0589

mente al telaio la boccola di massa sul PD54. Nel suo schizzo figura la derivazione del segnale attraverso il 10 kpF, dal catodo del diodo inferiore dell'EBC80, ma questo catodo è a massa; il segnale viene invece derivato dalla placca del secondo diodo attraverso 250 pF e 15 kpF; il 10 kpF è un correttore di risposta e potrebbe anche essere diminuito per migliorare la risposta alle alte frequenze.
In conclusione i collegamenti da eseguire sono quelli indicati nello schizzo allegato.

(*a. f.*)

0589 - Dott. Rodolfo Grappelli - Verona

D. Vorrei migliorare la resa dei bassi del mio complesso trasduttori così composto:
TWEETER: gruppo di 3 altoparlanti RIEM e WIGO, impedenza totale 8 Ω.
MID RANGE: gruppo di 8 altoparlanti IREL, ISOPHON, PHILIPS, WIGO, con impedenza totale di 16 Ω.
WOOFER: altoparlante ISOPHON P/30/31/IOT, in bass reflex: risposta 40 ÷ 7.000 Hz, impedenza 4 Ω.
Il tutto provvisto di adatta rete di filtri crossover.
Ora, poichè potrei avere degli altoparlanti PEERLESS a scelta fra i due tipi seguenti:
1) diametro cm. 25; risposta 35 ÷ 3.000 Hz; magnete da 19 once; flusso Maxwell 115.000; impedenza 8 Ω, 15 W.
2) diametro cm. 30; risposta 35 ÷ 4.000 Hz; magnete da 10 once; flusso Maxwell 90.000; impedenza 8 Ω; 12 watt,
desidererei sapere:
a) vale la pena di effettuare la modifica?
b) quale dei due tipi è consigliabile impiegare per un accoppiamento in parallelo (in modo anche da non modificare la rete crossover)?
c) a quale diametro di altoparlante equivarrebbe detto accoppiamento, per poterlo inserire in un unico mobile bass ultraflex di adatte dimensioni?
d) per eliminare dalla rete crossover lo squilibrio, sia pure ridotto, apportato dai potenziometri semplici di regolazione, vorrei sostituirli con attenuatori: sono preferibili quelli ad *L* o quelli a *T*?
e) esiste un procedimento per controllare l'induttanza delle bobine dei filtri prese isolatamente, senza cioè sottoporre alla misura l'intero complesso? (dispongo di voltmetro a valvola, di generatore BF e di oscilloscopio).

R. *a*) Riteniamo utile la modifica. Dato il potente complesso altoparlanti delle note centrali, il solo Isophon appare scarso per i bassi.
b) Preferibile il tipo ⌀ 25 cm, 15 Watt. Per l'inserzione di quest'ultimo, conservando anche l'Isophon, altro non resta che porre in serie all'Isophon stesso una resistenza da 4 Ω/10 W, il tutto da mettere in parallelo al Peerless da 8 Ω, ottenendo nuovamente 4 Ω in totale, il che permette di non alterare il filtro d'incrocio nè di richiedere altre prese sul trasformatore di uscita.
c) L'introduzione dei due woofer in unico mobile ultraflex appare alquanto problematica, perchè porterebbe ad una finestra d'area uguale alla somma delle aree utili dei due coni e ad una lunghezza del condotto difficile da prevedere. È consigliabile usare due contenitori diversi, magari accostati in modo da costituire un'unità singola.
d) Non vediamo la necessità di sostituire i potenziometri (che permettono una regolazione continua, tale da facilitare la ricerca dell'optimum) con attenuatori fissi. Se si vogliono adottare, è preferibile il tipo a *T*.
e) Si. Disponendo di una resistenza variabile si commuta l'uscita del generatore sulla bobina in prova e sulla resistenza, che si fa variare fino a ottenere la stessa lettura sul Vm nei due casi. L'impedenza è allora uguale alla resistenza *R*, che si misura con un buon ohmmetro. L'induttanza *L* è uguale a $Z/\omega = R/2\pi f$, essendo *f* la frequenza d'incrocio. La figurina allegata dà la disposizione dell'apparecchiatura di misura.
Sarà bene controllare che la tensione di entrata V_e si conservi costante per tutta la durata della misura, (si può usare un qualunque misuratore di uscita per valutare la V_u).

(*a. f.*)

0590 - Sig. Franco Placidi - Roma

D. Vorrei qualche chiarimento su alcuni componenti dell'amplificatore *Fisher* 100 (V. «*l'antenna*» N 1-1964):
1) i potenziometri da 500 kΩ per il bilanciamento e per il volume sono a 4 connessioni. Desidero sapere quali case costruttrici realizzano tali componenti e dove sono reperibili.
2) Se la presa intermedia del secondario del trasformatore di ingresso è centrale o no, e nel caso negativo quale rapporto di tensioni o di spire esiste tra i tre terminali.
3) Quali sono le caratteristiche dei trasformatori di uscita?

R. 1) Potenziometri a presa centrale per regolazione fisiologica del volume, vengono costruiti fin dal 1938 dalla Ditta *Geloso* (Milano - V.le Brenta n. 29) ad es. il tipo 961 (o 966 se provvisto di commutatore) è di 0,5 MΩ con presa a 0,1 MΩ e fa proprio al caso suo.
La *Lesa* costruisce pure simili potenziometri, ma generalmente, solo per grandi quantitativi; può comunque rivolgersi ad essa (Milano, Via Bergamo n. 21) sperando che abbia qualche unità pronta in magazzino. Infine la *Larir* (Milano, V.le Premuda, 38/a), che rappresenta la Fisher, deve possedere l'intera scatola di montaggio dell'X 100, ivi compresi i 4 potenziometri ed i trasformatori di uscita e di alimentazione.
Consigliamo l'acquisto di detta scatola di montaggio per evitare la difficile ricerca dei componenti e la costruzione del telaio e dei pannelli, che in definitiva non costerebbero molto di meno.
2) La presa del secondario del trasformatore di alimentazione deve essere esattamente centrale e non asimmetrica come l'imprecisione del disegno può far supporre.
3) I trasformatori di uscita sono probabilmente di costruzione Fisher. Possono però essere sostituiti col tipo Philips 2078/C adatto al push-pull di 2 × EL84.
La Larir potrebbe fornire i T.U. originali montati sull'X-100.

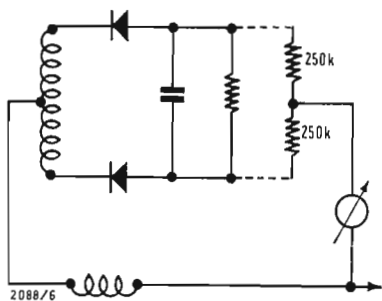
(*a. f.*)

0591 - Sig. Luigi Bregaglio - Bergamo

D. Vogliate fornirmi alcuni schiarimenti circa le equalizzazioni dischi dell'amplificatore HF25 Carlson-Stromberg e tutte le indicazioni che riterrete necessarie.

R. Si tratta di un circuito non recente (il suo progetto può risalire a una decina di anni fa), che però può fornire ottime prestazioni. Il gioco della controreazione selettiva compensa la caratteristica in frequenza dell'accoppiamento a impedenza e capacità, poco desiderabile, fra lo stadio pilota in controfase e lo stadio finale.
Circa l'uso di comandi osserviamo:
1) Il selettore di entrata è di per sè molto semplice e non richiede spiegazioni.

Fig. 1b/0592

Fig. 2/0592 - Circuito rivelatore non regolatore.

2) Il commutatore a 4 sezioni e 7 posizioni provvede a rendere uniforme la caratteristica di risposta in frequenza nelle varie condizioni di lavoro. In particolare nella posizione fono sono previste le equalizzazione per le 4 caratteristiche di registrazione dischi.
FFRR Decca; FR Decca precedente; LP (Long Play) Columbia; AES. I principali dischi devono essere così ascoltati:
FFRR: Decca, Fonit, London, Oceanic;
FR: tutti i dischi non recenti (precedenti il 1954);
LP: Cetra, Colliseum, Columbia U.S.A., Emi-England; Concert-Hall, Parlophon, Vox;
AES: Angel, Blue Note Jazz, Canjon.
Come è noto dal 1957 sono state normalizzate 2 sole curve di registrazione: RIAA (= Recording Industry Association of America) e C.C.I.R. (= Comité Consultatif International Radio); la prima è seguita da tutte le Case discografiche americane e dalla EMI inglese (Voce del Padrone, Columbia, MGM, Capitol), la seconda dalle Case europee non facenti capo al gruppo EMI.
Concludendo tutti i dischi recenti microsolco possono essere ascoltati in posizione « LP », i dischi a 78 giri/min. in posizione « FR ».
I controlli di tono (alti e bassi) devono essere regolati per l'ascolto più gradevole, in particolare coi vecchi dischi a 78 giri (se mai ne avesse) bisogna tagliare gli acuti per eliminare il fruscio, senza nulla perdere nella qualità della riproduzione, perchè in tali dischi non sono registrate frequenze superiori a 5000 Hz.
3) I componenti sono ben scelti, la testina VR II bene si adatta al giradischi Garrard 4 HF. Circa gli altoparlanti vedremmo volentieri l'AXIOM 10 della Goodmans, o meglio un sistema TR-9 della Jensen (comprendente un woofer Flexair, un altoparlante per le note centrali, un ultratweeter E-10 » sonodome », risposta da 30 Hz fino a frequenze ultraacustiche; filtro di incrocio a 600 e 4000 Hz), impedenza 8 Ω. Dato che il suo amplificatore presenta anche l'uscita 4 Ω si possono impiegare due gruppi TR-9 collegati entrambi a tale presa 4 Ω; quando Lei volesse passare alla stereofonia, basterebbe connettere ciascun gruppo alla presa 8 Ω del proprio amplificatore.
Una soluzione molto più economica e di notevole soddisfazione è quella di adottare altoparlanti Philips separati (9762 M) provvisti di conetto per le alte frequenze.
Per il controllo dei complessi di alta fedeltà le Case discografiche usano dischi di frequenza o con particolari registrazioni di musica, canto, parlato, rumori ecc., Ma per il privato è difficile provvedersi di tali dischi.
Conviene allora scegliere tra i dischi jazz con strumenti a percussione a trombe sopracute, non per la bellezza delle loro armonie o meglio stridori, ma perchè contengono transistori che se vengono ben riprodotti, garantiscono la bontà della riproduzione di tutte le altre fonti sonore. Pure i dischi di pianoforte solo sono utili per giudicare un complesso di alta fedeltà.
4) Lo schema dell'HF25 non porta indicazioni delle tensioni, tuttavia si può contare su 300 V, 15 ÷ 20 mA c.c. per l'anodica e 6,3 V 0,6/A per l'accensione. Non possiamo tracciare uno schema di collegamento tra due apparecchi di cui uno non ancora stabilito. Non le sarà però difficile farsi dare le necessarie istruzioni dal fornitore del sintonizzatore, la cui scelta dipende da ciò che Lei desidera (solo MA e MF? oppure MA, MF stereo multiplex ecc.).
5) L'anodica deve essere prelevata ai capi di C_{12} e inviata al sintonizzatore, o altro apparecchio, attraverso un filtro a R.C.; il valore del condensatore può essere 120 μF come C_{12}, mentre la resistenza dipende dall'assorbimento di corrente di detto apparecchio e dalla tensione da esso richiesta.
6) L'unità AR-3 rappresenta una specialità tecnica geniale, ma che talvolta lascia perplessi soprattutto per la notevole potenza che richiede. *(a. f.)*

0592 – Richiedenti diversi.

D. Messa a punto dei ricevitori a modulazione di frequenza.

R. Essendoci stato richiesto da molti nostri lettori, pubblichiamo le principali norme alle quali è opportuno attenersi per effettuare la taratura degli apparecchi a modulazione di frequenza, compresi perciò quelli televisivi, facendo uso tanto dei normali strumenti di misura destinati agli apparecchi *AM* quanto di quelli adatti per il controllo particolare dei ricevitori *FM*.
Controllo di un apparecchio FM, mediante l'uso di un generatore di segnali FM e di un voltmetro a valvola
In primo luogo è necessario collegare il voltmetro a valvola come indicato in figura 1a. In serie a detto strumento si inserirà una resistenza avente un valore compreso fra 80.000 e 120.000 Ω.
Dato che il valore delle medie frequenze usato per gli apparecchi *FM*, costruiti in Italia, è di 10,7 MHz, si porterà il generatore di segnali su tale frequenza, senza modulazione, e lo si collegherà alla griglia dell'ultimo tubo a frequenza intermedia, tramite un

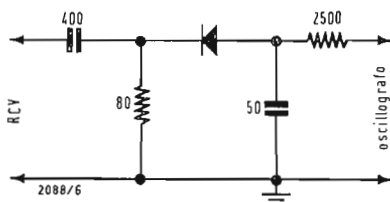
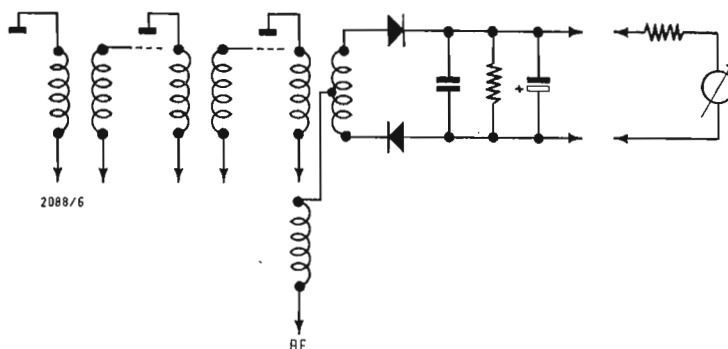



Fig. 1a/0592

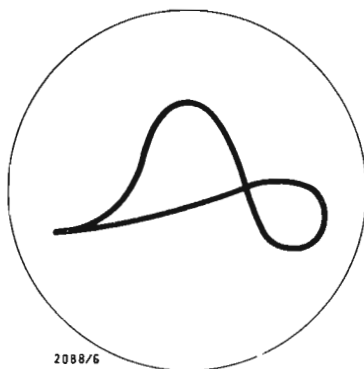



Fig. 3/0592 - Circuito rivelatore allineato.

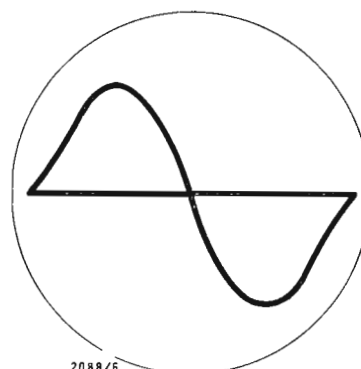



Fig. 4/0592

condensatore da 0,01 μF, avendo cura che il segnale sia sufficientemente attenuato, in modo da non alterare il funzionamento del circuito limitatore.

Dopo aver provveduto a disaccordare i circuiti che precedono quello nel quale si è iniettato il suddetto segnale, agendo sui nuclei dei relativi trasformatori, si procederà alla regolazione del primario del trasformatore di rivelazione L_5 in modo che al Vm a valvola, predisposto per una tensione negativa di 3 V, si ottenga la lettura massima.

Successivamente, dopo aver portato il generatore di segnali nella posizione di «*modulazione di ampiezza*», sempre su una frequenza non modulata di 10,7 MHz, si regolerà il nucleo di L_6 ad ottenere la minima deviazione dello strumento.

Si riporterà il generatore di segnali in posizione di *FM*, iniettando i relativi segnali nello stadio *FI* precedente, seguendo la prassi sopra indicata, regolando i nuclei di L_4 e L_3 in modo da ottenere sempre la massima indicazione allo strumento.

Operazione identica dovrà essere fatta per tutti gli stadi a frequenza intermedia presenti nel ricevitore.

Per regolare il trasformatore che segue lo stadio convertitore di frequenza l'accoppiamento con il generatore di segnali sarà effettuato spostando lo schermo della valvola convertitrice in modo che non faccia contatto con la massa e collegando allo stesso l'uscita del generatore. Terminate dette operazioni il ricevitore risulterà tarato; ad ogni modo è consigliabile, lasciando il generatore collegato allo schermo del tubo convertitore, ricontrollare la taratura della bobina L_6, ed eventualmente eseguire il relativo ritocco, fino ad ottenere il minimo di lettura al Vm a valvola.

Per quanto concerne la taratura dei circuiti a radio frequenza si procederà secondo le norme proprie dei ricevitori a modulazione di ampiezza, regolando i nuclei su una frequenza prossima a 89 MHz e i trimmer a 99 MHz, con l'eventuale ritocco a centro gamma, secondo le istruzioni date dal costruttore.

Controllo di un apparecchio FM, mediante l'uso di un vobbulatore e dell'oscilloscopio.

In primo luogo si accoppierà il vobbulatore al tubo convertitore, come abbiamo descritto nel primo paragrafo, regolando il marker per 10,7 MHz e si collegherà l'oscillografo alla uscita di bassa frequenza. Molto probabilmente si otterrà una curva imperfetta simile a quella riportata in figura 2. Di conseguenza inizialmente si procederà ad un parziale accordo del trasformatore relativo il circuito rilevatore, in modo da ottenere una curva avente giuste proporzioni, simile a quella di figura 3. Successivamente si migliorerà tale curva effettuando la taratura dei vari trasformatori di media frequenza. Inserendo all'oscilloscopio una sonda rivelatrice come quella di figura 4, è possibile effettuare l'allineamento circuito per circuito, la qualcosa consente di valutare con maggiore precisione il potere limitatore e la larghezza di banda dell'amplificatore a frequenza intermedia. (In tal caso l'oscillografo va collegato al primario del trasformatore che segue quello sotto controllo).

Controllo di un apparecchio FM mediante l'uso di un generatore AM e di un Vm a valvola.

Si collegherà il generatore al tubo convertitore nel modo già descritto. Il Vm a valvola dovrà essere inserito, tramite un partitore costituito da due resistenze da 250.000 Ω ciascuna come mostrato in figura 1 b. Regolare il nucleo di L_6 in modo da ottenere una deviazione nulla dell'indice del Vm a valvola che si troverà a metà scala. Passare quindi alla regolazione dei trasformatori di media frequenza partendo dall'ultimo e regolando per la massima deviazione dello strumento. *(P. Soati)*

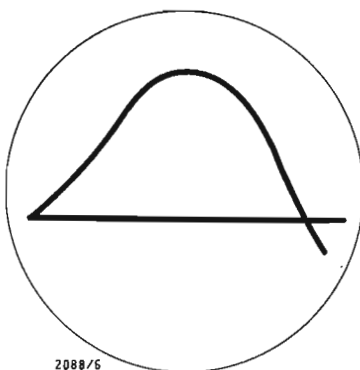



Fig. 5/0592 - Amplificatore FI con rivelatore escluso.

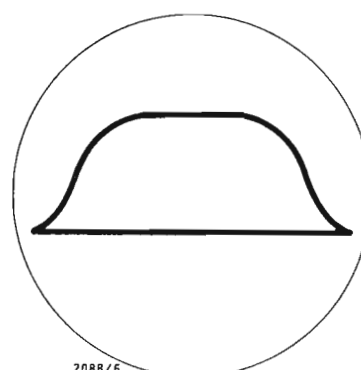
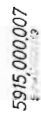
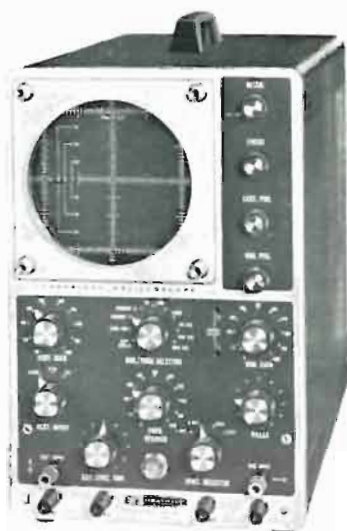
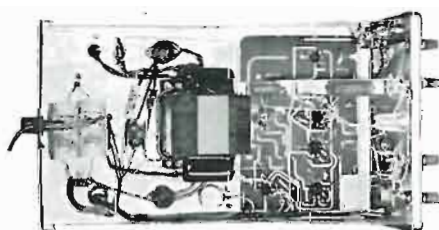



Fig. 6/0592 -Azione dell'effetto limitatore.

Schema elettrico del radioricevitore SABA Mod. Console - Schwarzwald 100 - Stereo

HEATHKIT® 1964

IO - 12

OSCILLOSCOPIO Heathkit da 5" a larga banda.... Tipo professionale

E' l'oscilloscopio più completo della produzione Heathkit, adatto per qualsiasi tipo di rilevamento in tutti i campi dell'elettronica, compreso il servizio TV a colori. Col suo aiuto, è possibile vedere direttamente la forma d'onda di qualsiasi tipo di segnale, individuare gli stadi o i componenti difettosi, controllare le distorsioni, effettuare misure di guadagno degli stadi amplificatori, ed eseguire tutte le altre misure di laboratorio.
L'osservazione di forme d'onda critiche è resa assai facile grazie alla funzione arzionale dei singoli controlli. L'eccellente linearità e la stabilità di funzionamento consentono una riproduzione fedele anche di segnali a frequenza assai elevata. Oltre ai normali dispositivi di controllo della frequenza dell'asse tempi, è munito di due frequenze fisse, e regolabili una volta tanto, per accelerare il lavoro in determinati campi, come ad esempio il servizio TV. Circuito di sincronismo e di soppressione della ritraccia automatici. Ingresso per asse « Z ».
L'apparecchio presenta tutti i requisiti che è possibile esigere in un oscillascopio, in un laboratorio moderno e bene attrezzato.

Mod. 10-12, peso 11 kg.

CARATTERISTICHE - (Canale verticale), Sensibilità: 0,01 volt per cm di deflessione (in valore eff.), alla frequenza di 1 kHz. **Responso alla frequenza (riferito al livello ad 1 kHz):** lineare entro 1 dB da 8 Hz a 2,5 MHz; entro + 1,5 e — 5 dB, fino a 5 MHz; responso a 3,58 MHz, — 2,2 dB. **Tempo di salita:** 0,08 microsecondi, o meno.**Impedenza di ingresso:** (riferita ad 1 kHz) 2,7 Mohm in posiz. « x1 »; 3,3 Mohm in posiz. « x10 » e « x100 ». **(Canale orizzontale), Sensibilità:** 0,12 volt per cm di deflessione ad 1 kHz. **Responso alla frequenza:** entro 1 dB da 1 Hz a 200 kHz; entro 3 dB da 1 Hz a 400 kHz. **Impedenza di ingresso:** 4,9 Mohm ad 1 kHz. **Generatore asse tempi:** da 10 Hz a 500 kHz, in cinque gamme con controllo a variazione continua, oltre a due frequenze fisse prestabilite, e selezionabili a commutatore. **Sincronismo:** automatico, con sistema ad accoppiamento catodico ad autolimitazione. **Alimentazione:** 110-220 volt C.A. 50 Hz, 80 watt. **Dimensioni:** cm 36 di altezza, 22 di larghezza, e 40,5 di profondità.

Organizzazione commerciale di vendita esclusivo:

LARIR International s.p.a.

VIALE PREMUDA N. 38/A - **MILANO** - TELEFONI N. 79 57 62 - 79 57 63 - 78 07 30

Agenti esclusivi di vendita per

LAZIO - UMBRIA - ABRUZZI: Soc. **FILC RADIO** - ROMA - Piazza Dante, 10 - Tel.736771
EMILIA - MARCHE: Ditta **A. ZANIBONI** - BOLOGNA - Via S. Carlo, 7 - Tel. 225858
VENETO: Ditta **E. PITTON** - PORDENONE - Via Cavallotti, 12 - Tel. 2244
TOSCANA: **G. A. P. s.a.s.** - LIVORNO - **Via Cogorano, 10/12** - Tel. 34492
CAMPANIA - BASILICATA: Ditta **D. MARINI** - NAPOLI - Via Duomo, 254 - Tel. 320773